

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À  
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE  
DE LA MAÎTRISE EN GENIE ELECTRIQUE

PAR  
RAHMOUNI MOHAMED

TITRE  
CONCEPTION D'UN REDRESSEUR BIDIRECTIONNEL SYNCHRONES

MAI 2006

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

## REMERCIEMENTS

À l'issue de ce travail, je tiens à exprimer toute ma gratitude à l'ensemble des personnes qui ont contribué, chacune à sa manière, à l'accomplissement de ce mémoire.

Je tiens d'abord à exprimer mes profonds remerciements à mon directeur de recherche, professeur à l'UQTR, Monsieur Ahmed Cheriti pour l'aide compétente qu'il m'a apportée, pour sa patience et son encouragement. Son œil critique m'a été très précieux pour structurer le travail et pour améliorer la qualité des différentes sections.

Je tiens à remercier également tous les professeurs de l'UQTR du département de génie électrique et spécialement les professeurs, qui ont accepté de corriger mon mémoire.

Je remercie également ma famille pour leur soutien moral, ainsi que mes amis qui, de près comme de loin m'ont aidé et encouragé aux moments opportuns. D'autres personnes m'ont encouragé à la réalisation de ce mémoire par des gestes d'amitié dont je suis reconnaissant, je ne citerais pas de noms ici, pour ne pas en oublier certains.

Avant de terminer , je voudrais dédier ce mémoire à l'esprit de ma sœur Najia que je lui souhaite la miséricorde divine une spéciale dédicace à ma mère, mon père , mon frère Jamal et à toute ma chère famille pour leur encouragement tout au long de mes études.

Enfin, j'exprime toute ma gratitude à mes amis qui ont partagé au quotidien mes espoirs et mes inquiétudes, qui m'ont réconforté dans les moments difficiles et avec qui j'ai

partagé d'inoubliables instants de détente et à ceux qui m'ont côtoyé quotidiennement pour une longue période pendant mes travaux : Abdelhalim, Adil, Salim, Tahar et sans oublier mon chère ami et frère Saneba Mustapha. Je vous remercie tous chaleureusement.

## RÉSUMÉ

Avec l'implantation de plus en plus rapide, dans l'industrie, des entraînements à vitesse variable, une forte demande pour des convertisseurs de puissance de plus en plus performants apparue. Comme les machines synchrone, asynchrone et à courant continu sont naturellement réversibles, pour bénéficier de cette propriété, il faut que le convertisseur et la source soient également réversibles.

Si la source ne l'est pas on ne peut pas récupérer l'énergie lors de freinage de la machine, mais on peut la dissiper dans des rhéostats.

Le choix d'une structure convertisseur/machine 1, 2 ou 4 quadrants repose exclusivement sur le cahier des charges.

Plusieurs travaux ont déjà été faits sur l'amélioration, par l'utilisation de plusieurs topologies et différents types des commutations du convertisseur de base, tant du côté moteur que du côté réseau. Mais dans chaque cas, la caractéristique de freinage en récupération d'énergie a toujours été laissée un peu du côté favorisant ainsi la place aux montages antiparallèles conventionnels.

Ce travail présente un nouveau convertisseur de puissance capable de fonctionner dans les quatre quadrants permettant le freinage en récupération donc assurer la réversibilité,

en plus ce convertisseur fonctionne avec une commutation automatique, en utilisant le thyristor dual comme élément de puissance.

Les résultats obtenus prouvent bien la viabilité du convertisseur et répond parfaitement aux attentes de ce nouveau type de convertisseur.

# TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS.....	I
RÉSUMÉ.....	III
LISTE DES TABLEAUX .....	VII
LISTE DES FIGURES.....	VIII
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES.....	X
<b>1. INTRODUCTION.....</b>	<b>1</b>
1.1 CONVERSION ALTERNATIF – CONTINU .....	1
1.2 PROBLÈMES ASSOCIÉS AUX STRUCTURES CONVENTIONNELLES .....	3
1.2.1 <i>La réversibilité en courant</i> .....	3
1.2.2 <i>Protections des semi-conducteurs</i> .....	5
1.3 OBJECTIFS .....	6
1.4 MÉTHODOLOGIE DE RECHERCHE .....	6
1.5 STRUCTURE DU RAPPORT.....	7
<b>2. LES CONVERTISSEURS RÉVERSIBLES CONVENTIONNELS .....</b>	<b>8</b>
2.1 INTRODUCTION .....	8
2.2 MONTAGE ANTIPARALLÈLE .....	9
2.3 MONTAGE CROISÉ .....	12
2.4 MONTAGE ANTIPARALLÈLE DES THYRISTORS.....	14
<b>2.5 CONCLUSION.....</b>	<b>16</b>
<b>3. PROTECTIONS DES SEMI-CONDUCTEURS.....</b>	<b>17</b>
3.1 PROTECTION CONTRE LES SURINTENSITÉS. ....	17
3.1.1 <i>Protection externe</i> .....	18
3.1.1.1 Protection par fusibles .....	18
3.1.1.2 Protection par fusibles et disjoncteur rapide.....	19
3.1.2 <i>Protection interne</i> .....	20
3.1.2.1 Limitation du courant .....	21
3.1.2.2 Fonction disjoncteur.....	23
3.1.2.3 Protection en courant intégrée dans un circuit de commande.....	24
3.1.3 <i>Protection en tension</i> .....	26
3.1.3.1 Cause des surtensions.....	26
3.1.3.2 Protection contre des surtensions externes par des circuits RC. ....	26
3.1.3.3 Protection contre des surtensions internes par des circuits RC.....	27
3.1.3.4 Protection contre des surtensions par des semi-conducteurs. ....	28
3.1.3.5 Protections en tension intégrée dans le composant. ....	28
3.2 LA COMMUTATION AUTOMATIQUE .....	29
3.2.1. <i>Commutations commandée et spontanée</i> .....	31
3.2.2. <i>Introduction de la commutation automatique</i> .....	32
3.3 CONCLUSION .....	35
<b>4. LE REDRESSEUR REVERSIBLE À BASE DU THYRISTOR DUAL .....</b>	<b>37</b>
4.1 INTRODUCTION .....	37
4.2 PRINCIPE DU THYRISTOR DUAL DISJONCTEUR.....	38

4.3 LA CELLULE REDRESSEUR À DISJONCTION .....	40
4.4 MISE EN PARALLÈLE DES THYRISTORS DUAUX DISJONCTEURS .....	42
4.5 ASSOCIATION DE DEUX CELLULES REDRESSEURS À DISJONCTION.....	42
4.6 LE REDRESSEUR TRIPHASÉ RÉVERSIBLE EN COURANT .....	44
4.6.1 Principe de fonctionnement .....	44
4.6.2 Dimensionnement des interrupteurs .....	46
4.6.3 Logique de commande .....	47
4.7 CONCLUSION .....	48
<b>5. SIMULATION DU REDRESSEUR REVERSIBLE SYNCHRONES .....</b>	<b>49</b>
5.1 INTRODUCTION .....	49
5.2 MODÈLE ET RÉSULTATS DE SIMULATION.....	49
5.2.1 modèle de simulation .....	49
5.2.2 Résultats de simulation .....	50
5.2.2.1 Les signaux de commande des IGBTs .....	51
5.2.2.2 Les formes d'ondes du convertisseur en mode redresseur .....	54
5.2.2.2.1 Tension et courant de sortie du redresseur .....	54
5.2.2.3 Tensions et courants délivrés par le réseau .....	56
5.2.2.3.1 Tensions et courants délivrés par un réseau non impédant .....	56
5.2.2.3.2 Tensions et courants délivrés par un réseau impédant.....	59
5.2.2.4 Les formes d'ondes du convertisseur en mode onduleur .....	62
5.3 CONCLUSION.....	65
<b>6. EXPÉRIMENTATION DU REDRESSEUR REVERSIBLE SYNCHRONES .....</b>	<b>66</b>
6.1 INTRODUCTION .....	66
6.2 LE CIRCUIT DE PUISSANCE ET DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR.....	67
6.3 RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX.....	69
6.3.1 Les signaux de commande des IGBTs .....	69
6.3.2 Les formes d'ondes du convertisseur en mode redresseur.....	72
6.3.2.1 Tension et courant de sortie du redresseur.....	72
6.3.2.2 Tensions et courants délivrés par le réseau .....	73
6.3.3 Les formes d'ondes du convertisseur en mode onduleur .....	75
6.4 DISCUSSION ET CONCLUSION .....	76
<b>7. CONCLUSION.....</b>	<b>77</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>79</b>
<b>ANNEXE1.....</b>	<b>81</b>
<b>ANNEXE 2.....</b>	<b>87</b>
OUTIL DE SIMULATION UTILISÉ : PSIM .....	87
A.1 Généralités .....	87
A.2 Description du système à simuler.....	89
A.3 UTILISATION DU LOGICIEL PSIM.....	90



## LISTE DES TABLEAUX

<i>Tableau 3-1: Caractéristiques des commutations commandée et spontanée .....</i>	<i>33</i>
<i>Tableau 4-1: Détection des instants de commande du transistor MOS.....</i>	<i>39</i>
<i>Tableau 4-2: Faisabilité technologique des différents types de mesure.....</i>	<i>39</i>

# LISTE DES FIGURES

Figure 1-1 : Diagramme bloc d'un convertisseur alternatif continu.....	2
Figure 1-2: Plan tension/ courant d'un convertisseur réversible.....	4
Figure 2-1: Montage antiparallèle de deux convertisseurs en montage étoile triphasé.....	11
Figure 2-2: Montage antiparallèle de deux convertisseurs en montage en pont triphasé.....	12
Figure 2-3: Montage croisé de deux convertisseurs en montage étoile triphasé.....	13
Figure 2-4: Montage croisé de deux convertisseurs en montage en pont triphasé.....	13
Figure 2-5: Montage antiparallèle des thyristors étoile triphasé.....	15
Figure 2-6: Montage antiparallèle des thyristors en pont triphasé.....	15
Figure 3-1: Caractéristique limite de surcharge d'un élément redresseur [1].....	18
Figure 3-2: Protection par fusible d'un élément redresseur[1].....	18
Figure 3-3: Protection par fusible et disjoncteur [1].....	19
Figure 3-4: Caractéristiques statiques de l'IGBT.....	23
Figure 3-5: Schéma de principe de la mesure de $V_{CE}$ .....	25
Figure 3-6: Protection contre les surtensions externes avec circuit RC à l'entrée du convertisseur.....	27
Figure 3-7: Symboles des commutations automatiques.....	31
Figure 3-8: Plan tension courant permettant de tracer la caractéristique d'un interrupteur.....	32
Figure 3-9: Commutations automatiques dérivées de commutations commandées.....	34
Figure 3-10: Commutations automatiques dérivées de commutations spontanées.....	34
Figure 4-1: Symbole du thyristor dual disjoncteur et caractéristique.....	38
Figure 4-2: Redresseur à disjonction monocellulaire.....	40
Figure 4-3: Séquences de fonctionnement.....	41
Figure 4-4: Schéma de la mise en parallèle de deux disjoncteurs.....	43
Figure 4-5: Schéma théorique du pont monophasé à disjonction.....	43
Figure 4-6: Schéma du montage triphasé avec représentation de la maille de court-circuit.....	44
Figure 4-7 : Enchaînement des phases de court-circuit du montage triphasé.....	45
Figure 4-8: Séquences de commutation de courant d'un bras à l'autre.....	45
Figure 4-9: Bloc DLL.....	48
Figure 5-1: schéma simulé sur PSIM.....	50
Figure 5-2: Les signaux de commande des thyristors duaux du bras du redresseur alimenté par la phase A.....	51
Figure 5-3: les signaux de commande des thyristors duaux du bras du redresseur alimenté par la phase B.....	52
Figure 5-4: les signaux de commande des thyristors duaux du bras du redresseur alimenté par la phase C.....	53
Figure 5-5: Tension de sortie du convertisseur en mode redresseur.....	54
Figure 5-6: Courant de sortie du convertisseur en mode redresseur.....	55
Figure 5-7: Tension et courant de la phase A en mode redresseur avec réseau non impédant.....	56
Figure 5-8 : Tension et courant de la phase B en mode redresseur avec réseau non impédant.....	57
Figure 5-9: Tension et courant de la phase C en mode redresseur avec réseau non impédant.....	58
Figure 5-10: Tension et courant de la phase A en mode redresseur avec réseau impédant.....	59
Figure 5-11: Tension et courant de la phase B en mode redresseur avec réseau impédant.....	60
Figure 5-12: Tension et courant de la phase C en mode redresseur avec réseau impédant.....	60
Figure 6-1: Schéma du redresseur réversible.....	67
Figure 6-2: Signal de commande du thyristor dual 1.....	69
Figure 6-3: Signal de commande du thyristor 2.....	70
Figure 6-4: Signal de commande du thyristor dual 3.....	70
Figure 6-5: Signal de commande du thyristor dual 4.....	71
Figure 6-6 : Signal de commande du thyristor dual 5.....	71
Figure 6-7: Signal de commande du thyristor dual 6.....	72
Figure 6-8: Tension de sortie du convertisseur en mode redresseur.....	72
Figure 6-9: Courant de sortie du convertisseur en mode redresseur.....	73
Figure 6-10: Tension et courant de la phase A en mode redresseur.....	73
Figure 6-11: Tension et courant de la phase B en mode redresseur.....	74

<i>Figure 6-12: Tension et courant de la phase C en mode redresseur .....</i>	<i>74</i>
<i>Figure 6-13 : Tension et courant de la phase A en mode onduleur.....</i>	<i>75</i>
<i>Figure 6-14 : Tension et courant de la phase B en mode onduleur.....</i>	<i>75</i>
<i>Figure 6-15 : Tension et courant de la phase C en mode onduleur.....</i>	<i>76</i>

## LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

$\alpha_1$	: Angle d'amorçage du convertisseur 1
$\alpha_2$	: Angle d'amorçage du convertisseur 2
$C$	: Condensateur
$\frac{di}{dt}$	: Dérivé par rapport au temps du courant qui parcourt l'interrupteur
$\frac{dv}{dt}$	: Dérivé par rapport au temps de la tension aux bornes de l'interrupteur
$E_g$	: Source de tension continue
$g$	: Transconductance de l'IGBT
$P$	: Puissance absorbée ou générée par le réseau
$I_d$	: Courant continu
$I_{d1}$	: Courant continu du convertisseur 1
$I_{d2}$	: Courant continu du convertisseur 2
$I_{d_{eff}}$	: Valeur efficace du courant continu
$I_{d_{moy}}$	: Valeur moyenne du courant continu
$I_F$	: Courant limite référé de l'interrupteur
$I_n$	: Courant nominal de l'interrupteur
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor
$L_C$	: Inductance de courant de circulation
$U_d$	: Tension continue
$U_{d1}$	: Tension continue du convertisseur 1
$U_{d2}$	: Tension continue du convertisseur 2
$U_{dmoy}$	: Valeur moyenne de la tension continue

$V_{AK}$  : Tension anode cathode de l'interrupteur  
 $V_{CE}$  : Tension collecteur émetteur du transistor  
 $V_{ce_{max}}$  : Tension maximale du collecteur émetteur du transistor  
 $V_{eff}$  : Tension efficace phase neutre.  
 $V_{ge}$  : Tension grille émetteur du transistor  
 $V_{geth}$  : Tension de seuil de l'IGBT  
 $V_{res}$  : Tension du réseau alternatif  
 $L_r$  : Inductance du réseau

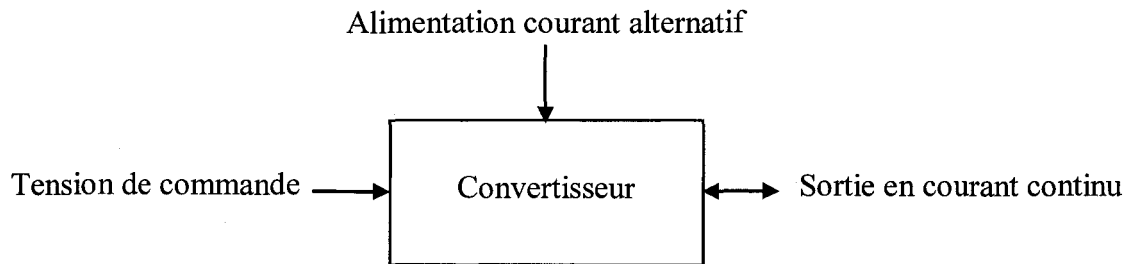
# ***Chapitre I***

## ***Introduction***

### **1.1 Conversion alternatif – continu**

Un montage redresseur est un dispositif électronique destiné à réaliser la transformation alternative - continue. Cette transformation trouve son importance en la possibilité qu'elle offre d'alimenter, à partir du même réseau de distribution électrique, à la fois des machines à courant continu et des machines à courant alternatif. Il n'est plus nécessaire alors d'avoir deux sources de production électrique, ce qui est particulièrement intéressant pour des questions de coût, mais aussi de poids et d'encombrement dans le cas de matériel embarqué. Le développement des semi-conducteurs de puissance a largement contribué à l'expansion de ces dispositifs, qui autorisent la transition de façon sûre, avec des rendements excellents, tout en restant peu onéreux et peu encombrants. Le principe de fonctionnement consiste en une modification périodique du circuit électrique entre les connexions d'entrée (réseau) et de sortie (récepteur) du dispositif redresseur, de façon à recueillir en sortie des tensions et des courants d'ondulations suffisamment faibles pour être négligées.

Dans le cas des alimentations des machines à courant continu, la tension de sortie du convertisseur doit être réglable selon le besoin du procédé. Dans le cas des alimentations des chargeurs de batteries ou onduleurs, la tension doit être fixe et régulée. La figure 1-1 montre le diagramme bloc d'un convertisseur alternatif continu.



**Figure 1-1 : Diagramme bloc d'un convertisseur alternatif continu**

On peut définir les caractéristiques d'un convertisseur alternatif / continu idéales si comme suit :

- tension et courant de sortie sans ondulation,
- fonctionnement dans les quatre quadrants du plan tension courant (réversibilité),
- aucune injection harmonique dans le réseau d'alimentation,
- rendement de 100%,
- facteur de puissance unitaire,
- pertes nulles au niveau des interrupteurs lors des commutations et de la conduction.

Afin d'obtenir des caractéristiques se rapprochant le plus près possible des caractéristiques idéales indiquées ci-dessus, différentes structures de convertisseur ont été développées.

Dans ce rapport de mémoire on va étudier un nouveau convertisseur alternatif continu capable d'assurer un fonctionnement dans les quatre quadrants du plan tension /courant, et fonctionnant avec une commutation qui minimise les pertes au niveau des interrupteurs et les protégeant des contraintes destructif.

Dans les convertisseurs (redresseur) à faible fréquence 60Hz ou 50Hz, les pertes sont plus importantes que les pertes de commutation

Parmi les problèmes associés à tous les convertisseurs alternatifs / continu on peut citer la réversibilité, la protection des interrupteurs et les pertes de commutation et les pertes de conduction.

## **1.2 Problèmes associés aux structures conventionnelles**

### **1.2.1 La réversibilité en courant**

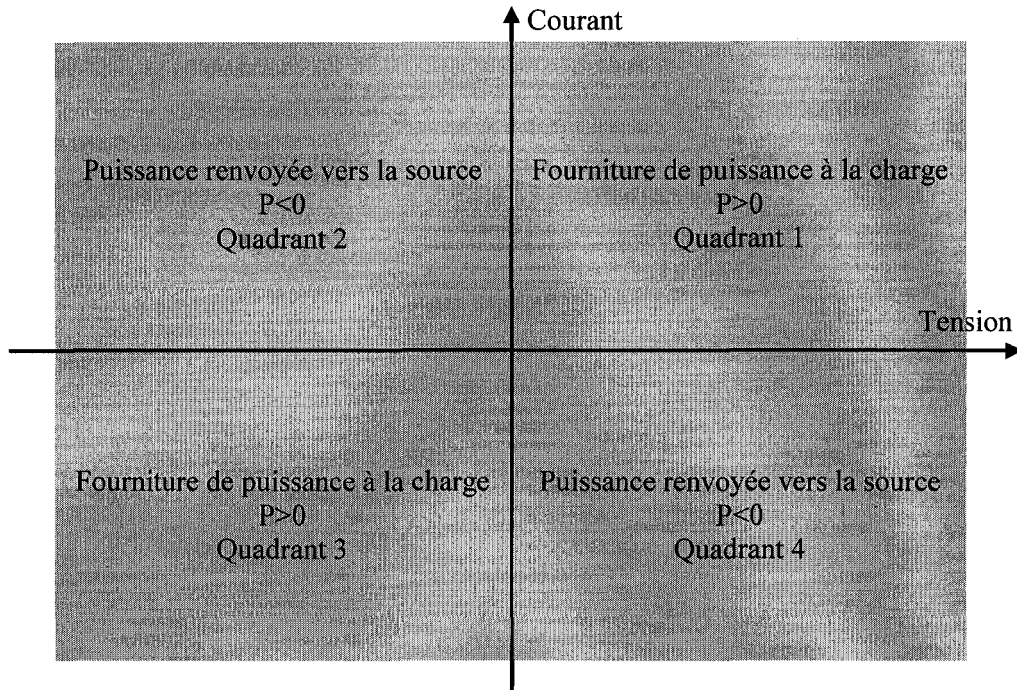
La réversibilité d'un courant permet à la machine qu'il alimente, de fonctionner aussi bien en moteur qu'en génératrice et par conséquent dans les quatre quadrants du plan tension /courant de la figure 1-2.

On retrouve les ensembles convertisseurs - moteurs réversibles dans les applications où les accélérations sont aussi importantes que les freinages, comme c'est le cas du contrôle de déplacement d'un axe de robot.

La réversibilité d'un convertisseur se définit comme étant l'habilité d'un convertisseur à inverser le sens de transmission de puissance en un temps qui soit le plus court possible. Dans ce cas il y a inversion du sens de circulation de l'énergie, donc absorption par la



source. Par convertisseur réversible on entend un entraînement permettant une inversion rapide du sens de rotation.



**Figure 1-2: Plan tension/ courant d'un convertisseur réversible**

Si cette rapidité n'est pas nécessaire, on peut utiliser un simple convertisseur non réversible. Pour freiner, on fait débiter la machine fonctionnant en génératrice sur une résistance, à l'arrêt on inverse par un interrupteur mécanique le sens d'application.

Si l'entraînement à assurer n'exige qu'un sens de rotation, mais nécessite un freinage rapide, il faut réaliser un freinage électrique par renvoi de l'énergie au réseau. Un seul sens de rotation donc de la tension continue mais deux sens du couple nécessitent l'inversion de courant continu et comme le courant continu sort toujours d'un montage redresseur par le point de jonction des cathodes. Il faut pour freiner rapidement, avoir

recours à l'un des schémas de convertisseurs bidirectionnels classiques et au nouveau convertisseur étudié dans les chapitres suivants.

La figure 1-2 représente les quatre quadrants dans lesquels un convertisseur réversible doit pouvoir assurer le fonctionnement :

- quadrant 1 : puissance fournie à la charge  $P > 0$
- quadrant 2 : puissance renvoyée vers la source  $P < 0$
- quadrant 3 : puissance fournie à la charge  $P > 0$
- quadrant 4 : puissance renvoyée vers la source  $P < 0$

Le déroulement d'un cycle de travail conduit à passer d'un quadrant dans l'ordre de leur numérotation : démarrage dans le sens direct (quadrant 1); après une phase de travail en moteur dans le sens direct, freinage (passage de 1 à 2); lorsque la vitesse s'annule passage de 2 à 3 ; après une phase de travail dans le sens inverse, passage en 4 pour arrêter la machine, puis en 1 pour le cycle suivant, etc....

### **1.2.2 Protections des semi-conducteurs**

La fragilité d'un convertisseur électronique de puissance est évidente puisque l'énergie qu'il est capable de dissiper par lui-même est très inférieure par rapport à l'énergie qu'il contrôle. Il est donc nécessaire d'introduire des protections. Une protection est un composant ou un ensemble de composants, internes ou externes à l'interrupteur principal, permettant d'abaisser le niveau de contrainte électrique ou thermique appliquée à cet

interrupteur. La protection agit généralement en deux temps : la limitation de la contrainte (limiteur de courant, ...) ce qui est une protection dynamique, puis la suppression de la contrainte (disjoncteur), protection statique.

On note aussi que les interrupteurs ne sont pas à l'abri des défauts causés par des surtensions, par conséquent il faut prévoir des protections afin de les protéger et assurer le bon fonctionnement.

### **1.3 Objectifs**

Ce travail a pour but de développer un nouveau redresseur qui résout les problèmes cités en avant, tels que la réversibilité, la protection des interrupteurs statiques. Pour cela on a développé une topologie à base du thyristor dual qui sera l'élément majeur de la présente étude.

### **1.4 Méthodologie de recherche**

À la suite d'une recherche bibliographique sur les différents types de structures et topologies des convertisseurs de courant, ainsi que sur les différents types de protection et de commutation des interrupteurs, une topologie d'un convertisseur est proposée.

La conception de ce type de convertisseur est faite à base du thyristor dual, qui assure le passage de courant dans deux sens, un allumage à tension nulle et un blocage automatique dû à un dépassement de courant.

Avant d'adopter cette topologie plusieurs types de convertisseurs réversibles et de protections ont été étudiés et décortiqués, ces types seront aussi détaillés ci après.

## **1.5 Structure du rapport**

Ce rapport de mémoire est constitué de six chapitres. Le premier sera consacré à expliciter la problématique de recherche, les objectifs ainsi que la méthodologie suivie tout au long de la réalisation de ce travail.

Le second chapitre décrit les différentes topologies des convertisseurs réversibles classiques. Le troisième chapitre portera sur les différents types de protection classiques ainsi que la protection par commutation. Le quatrième chapitre est consacré à la description du thyristor dual qui sera l'élément essentiel du convertisseur. Le cinquième portera sur les résultats de simulations du convertisseur proposé, le sixième portera sur les résultats expérimentaux du convertisseur. Une conclusion générale viendra clore le rapport.

# ***Chapitre II***

## ***Les convertisseurs réversibles conventionnels***

### **2.1 Introduction**

Les convertisseurs de courant sont caractérisés par la propriété que le courant de sortie (courant continu) ne peut pas changer de signe. C'est seulement la tension de sortie (tension continue) qui est apte à changer de signe, c'est-à-dire qu'elle est négative dans le cas de fonctionnement en onduleur. Ces convertisseurs de courant fonctionnent donc dans deux quadrants.

Pour divers cas d'application, spécialement pour l'alimentation des entraînements réversibles avec moteurs à courant continu, il est nécessaire que le courant puisse aussi changer de signe pour prendre des valeurs négatives. Les convertisseurs de courant doivent donc fonctionner dans les quatre quadrants.

Les montages permettant de réaliser cette condition sont nommés convertisseurs de courant bidirectionnels. Ils consistent, en principe en deux convertisseurs de courant normaux connectés en antiparallèle, auxquels on applique une commande appropriée.

Divers possibilités de connexion des deux convertisseurs de courant permettent d'obtenir un courant continu réversible. On distingue le montage antiparallèle, et le montage croisé, tous ces montages sont caractérisés, par le fait qu'un courant peut circuler d'un convertisseur de courant à l'autre sans passer par la charge.

Des tensions alternatives non complètement compensées sont à l'origine de ce courant de circulation. Pour limiter ce dernier, il est nécessaire d'insérer des bobines d'induction entre les deux convertisseurs de courant, ces dernières sont appelées les inductances de courant de circulation [1].

## 2.2 Montage antiparallèle

Les Figures 2-1 et 2-2 représentent le schéma d'un montage antiparallèle de deux convertisseurs de courant, respectivement pour un montage étoile triphasé figure 2-1 et un montage en pont triphasé figure 2-2. En particulier pour le cas du montage en pont, on reconnaît clairement les deux convertisseurs de courant connectés en antiparallèle, ou le sens de conduction des deux convertisseurs de courant est opposé. Ici sont les inductances de courant de circulation [1].

La valeur moyenne des deux tensions continues  $U_{d1}$  et  $U_{d2}$  doit être égale mais opposée car la valeur aux bornes des inductances de courant de circulation doit s'annuler. Il existe donc la condition :

$$U_{d1} = -U_{d2} \quad (2.1)$$

$U_{d1}$  : La tension continue du convertisseur 1

$U_{d2}$  : La tension continue du convertisseur 2

Ou avec la relation générale :

$$U_{d1} \cos \alpha_1 = -U_{d1} \cos \alpha_2 \quad (2.2)$$

Par conséquent, l'angle de retard d'allumage des deux convertisseurs de courant 1 et 2 doit respecter, dans le cas idéal, la relation suivante :

$$\alpha_2 = 180^\circ - \alpha_1 \quad (2.3)$$

$\alpha_1$  : Angle d'amorçage du convertisseur 1

$\alpha_2$  : Angle d'amorçage du convertisseur 2

Cette condition implique qu'un des deux convertisseurs de courant fonctionne en redresseur et l'autre en onduleur. Selon l'angle de retard d'allumage  $\alpha_1$ , la tension continue  $U_d$  aux bornes du montage antiparallèle peut être variée entre des valeurs positives et négatives.

Pour respecter la limite de fonctionnement en onduleur et tenant compte de la relation (2.3), on constate que  $\alpha_1$  ne peut varier qu'entre  $30^\circ \leq \alpha_1 \leq 150^\circ$  environ.

Ce fait limite la valeur maximale de la tension continue qui peut être fournie par ce montage de convertisseur de courant bidirectionnel. Pour le courant continu, il y a la relation suivante :

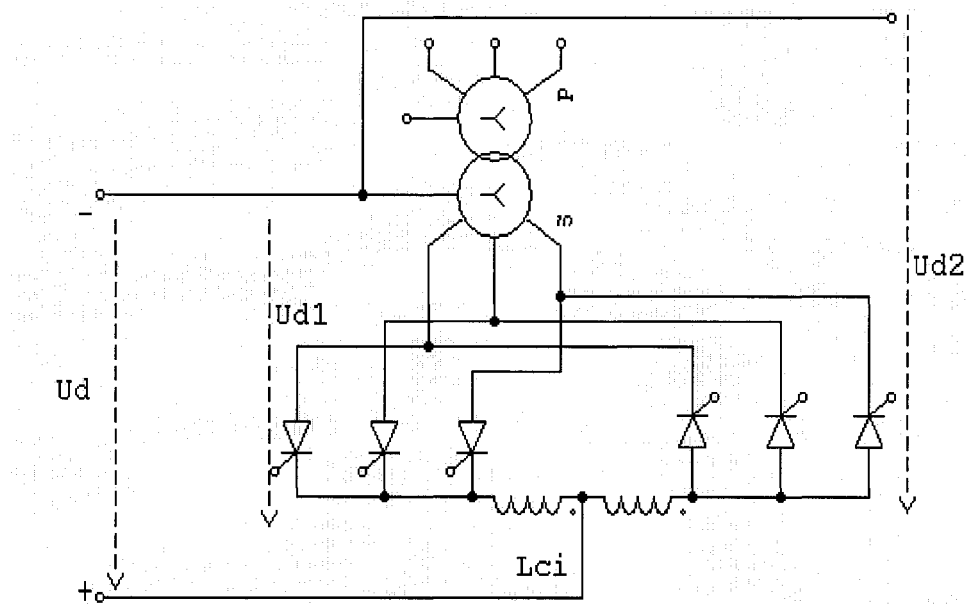
$$I_d = I_{d1} - I_{d2} \quad (2.4)$$

$I_d$  : Courant continu

$I_{d1}$  : Courant continu du convertisseur 1

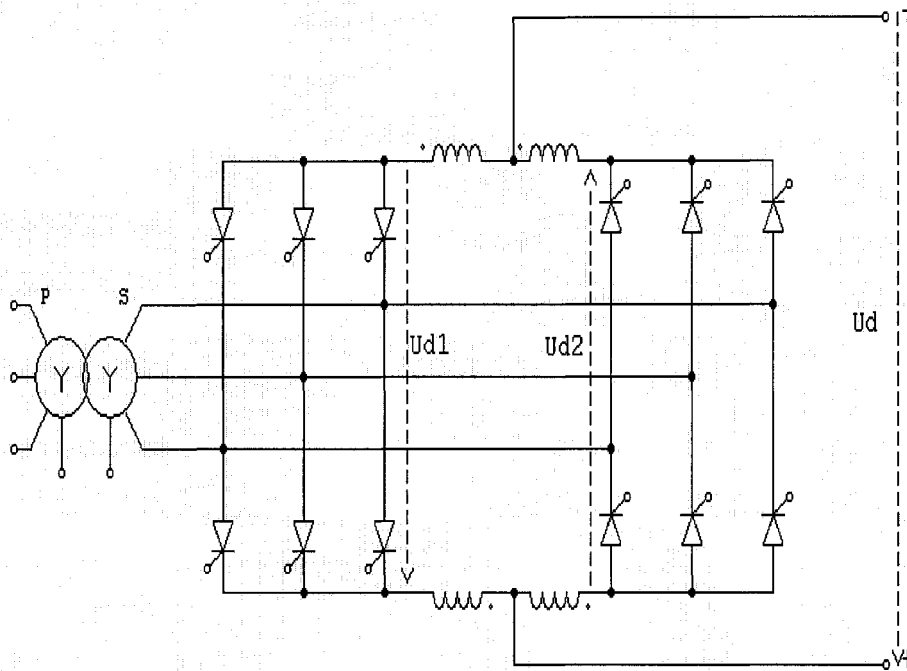
$I_{d2}$  : Courant continu du convertisseur 2

Selon que  $I_{d1} > I_{d2}$  ou  $I_{d1} < I_{d2}$ , le courant de sortie  $I_d$  est positif ou négatif. Avec la supposition d'une inductance de charge infinie, le courant  $I_d$  sera lisse [1].



**Figure 2-1: Montage antiparallèle de deux convertisseurs en montage étoile triphasé**





**Figure 2-2: Montage antiparallèle de deux convertisseurs en montage en pont triphasé**

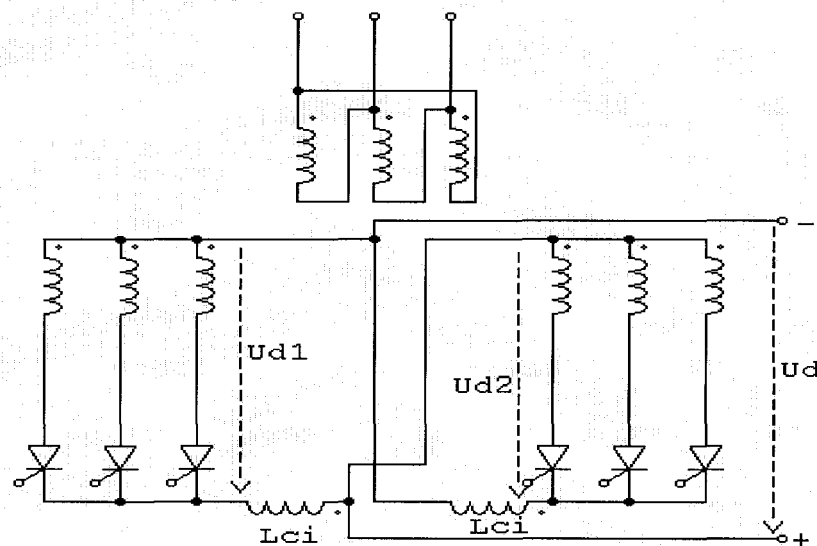
## 2.3 Montage croisé

Le montage croisé de deux convertisseurs de courant est représenté à la figure 2-3 pour le montage étoile triphasé et par la figure 2-4 pour le montage en pont triphasé. Le croisement des connexions ressort clairement pour le cas de deux montages étoile. Le montage croisé diffère de celui antiparallèle par le fait que le transformateur doit posséder des enroulements séparés pour alimenter les deux convertisseurs de courant.

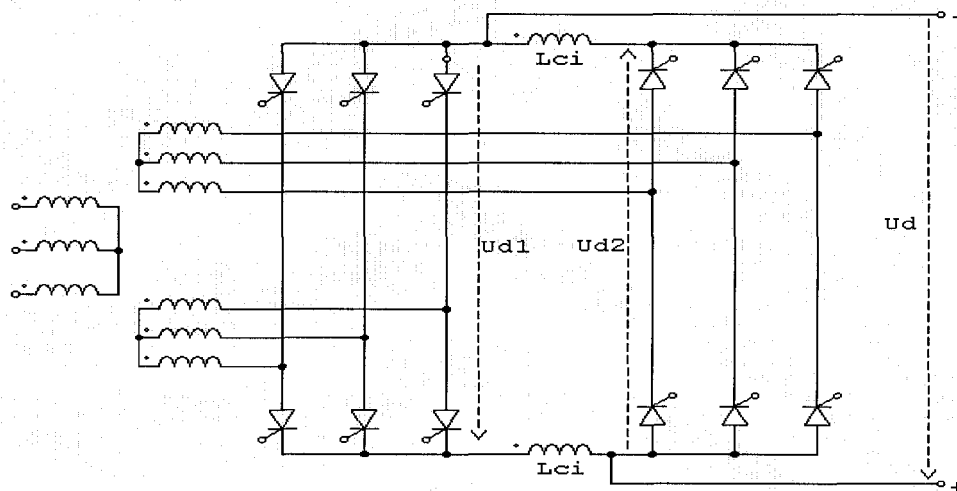
En admettant un certain courant de circulation, le montage croisé de deux convertisseurs de courant en montage en pont triphasé peut être équipé avec des inductances de courant

de circulation plus petites. En plus, ce montage ne nécessite que deux inductances de courant de circulation.

En ce qui concerne la tension et le courant continu ainsi que les conditions de commande, les relations indiquées pour le montage antiparallèle dans le paragraphe précédent restent valables.



**Figure 2-3: Montage croisé de deux convertisseurs en montage étoile triphasé**



**Figure 2-4: Montage croisé de deux convertisseurs en montage en pont triphasé**

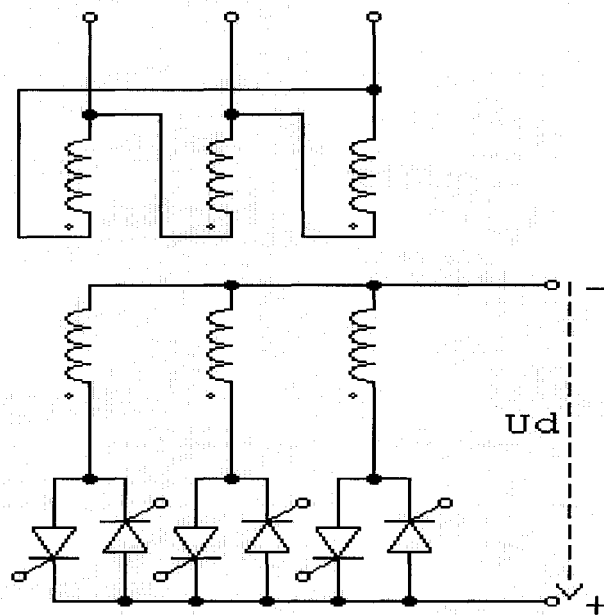
## **2.4 Montage antiparallèle des thyristors**

Le montage antiparallèle de thyristors se distingue par le fait que dans chaque branche d'un convertisseur de courant se trouvent deux thyristors montés directement en antiparallèle (tête –bêche) comme illustré aux figures 2-5 et 2-6.

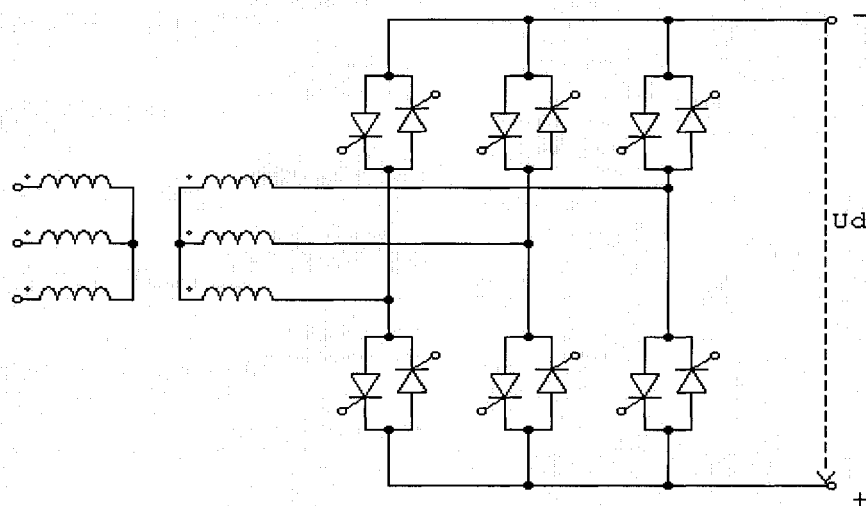
Selon la polarité désirée du courant continu il faut allumer les thyristors qui permettent le passage de ce courant. Il n'est admissible en aucun cas d'allumer en même temps des thyristors appartenant à des sens de conduction opposés, on provoquerait dans ce cas un court-circuit interne au convertisseur de courant [2].

Ces montages ont besoin d'un contrôle assurant un blocage sûr de l'un ou l'autre convertisseur de courant . Ce contrôle consiste en un circuit de réglage de courant et d'une partie de commande numérique.

Lors du changement de signe du courant continu, on réduit le courant par le régulateur de courant qui décale l'angle de retard d'allumage du convertisseur conduisant le courant continu dans le régime onduleur. Dès que le courant continu s'annule, les impulsions d'allumage de ce convertisseur de courant seront bloquées après un petit temps mort de l'ordre de 1ms environ . On débloque les impulsions d'allumage du deuxième convertisseur de courant par l'intervention du régulateur de courant, le courant continu augmente pour atteindre la valeur voulue dans la polarité opposée [2].



**Figure 2-5: Montage antiparallèle des thyristors étoile triphasé**



**Figure 2-6: Montage antiparallèle des thyristors en pont triphasé**

## 2.5 Conclusion

Pour obtenir un fonctionnement bidirectionnels des convertisseurs de puissance, il est nécessaire que le courant puisse changer de signe pour prendre des valeurs négatives et fonctionner ainsi dans les quatre quadrants. Ces convertisseurs sont constitués de deux convertisseurs de courant connectés en antiparallèle avec une commande appropriée. Dans ce chapitre, on a analysé les différentes topologies de convertisseur de puissance bidirectionnel proposées pour résoudre le problème de la réversibilité. Ces topologies assurent le fonctionnement du convertisseur dans les quatre quadrants, mais elles n'offrent pas une grande souplesse, vue que chaque topologie contient plus d'éléments de puissance et nécessite une commande avec logique d'inversion, si on compare ces topologies avec celle proposé dans notre travail.

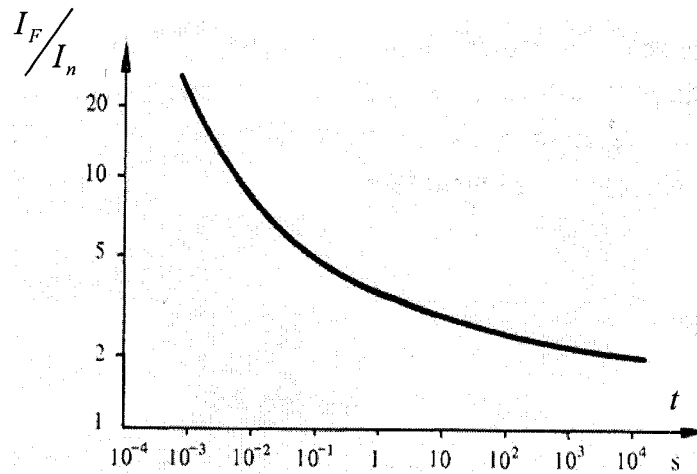
# ***Chapitre III***

## ***Protections des semi-conducteurs***

### **3.1 Protection contre les surintensités**

Les semi-conducteurs sont très sensibles aux surintensités. Les pertes de conduction dues aux courants trop forts provoquent un échauffement trop élevé de la jonction et causent la destruction de semi-conducteurs. Il est donc indispensable de prévoir une protection adéquate. Les surintensités peuvent être provoquées par des court-circuits aux bornes du convertisseur statique ou dans une de ses branches, soit par des surcharges dues à la charge à la sortie du convertisseur statique [1].

Les semi-conducteurs ne supportent des surintensités que pendant un certain temps qui est fonction de la surintensité même. Cette caractéristique limite de surcharge d'un semi-conducteur est schématiquement représentée à la figure 3-1. Elle indique le courant limite référé  $I_F$  sur le courant nominal  $I_n$  en fonction du temps admissible. La protection doit couper le courant avant que celui-ci n'atteigne la valeur limite. Dans ce but il existe deux types de protections, protection externe et protection internes.

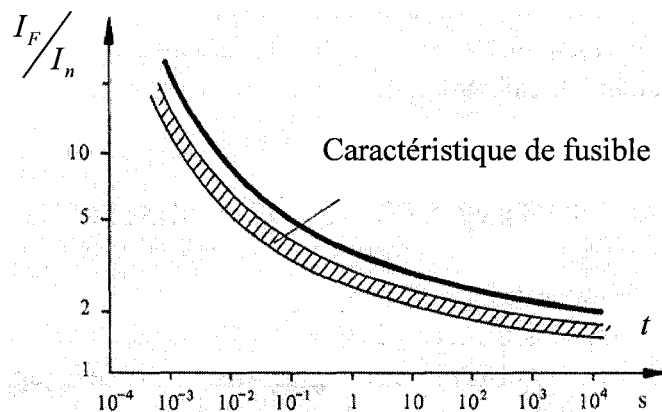


**Figure 3-1: Caractéristique limite de surcharge d'un semi-conducteur [1]**

### 3.1.1 Protections externes

#### 3.1.1. 1 Protection par fusibles

La caractéristique nécessaire pour un fusible afin de garantir une protection complète est représentée à la figure 3-2. Il est nécessaire d'avoir une coordination totale entre la caractéristique limite du semi-conducteur et la caractéristique de coupure du fusible. Il est cependant très difficile de produire une telle caractéristique adaptée sur toute la gamme. Sinon, ces fusibles reviennent trop chers.



**Figure 3-2: Protection par fusible d'un semi-conducteur [1]**

### 3.1.1.2 Protection par fusibles et disjoncteur rapide

En général on fait appel à une combinaison entre des fusibles et un disjoncteur rapide. Les caractéristiques sont représentées par la figure 3-3. Le fusible ne protège l'élément redresseur que pour des courants élevés et assure une coupure. Par contre le disjoncteur intervient pour des surintensités moyennes avec un temps de déclenchement d'environ 0.05 s à l'aide du déclencheur magnétique. Les surcharges avec un courant entre  $1...3I_n$  sont contrôlées par le déclencheur thermique.

Les fusibles sont montés directement en série avec l'élément redresseur, tandis que le disjoncteur rapide se trouve dans le circuit de la charge du convertisseur statique.

La coupure d'un courant provoque toujours des surtensions, la protection par fusible et disjoncteur rapide doit être assez rapide pour protéger les éléments redresseurs contre les surintensités, mais pas trop rapide pour ne pas les endommager à cause des surtensions.

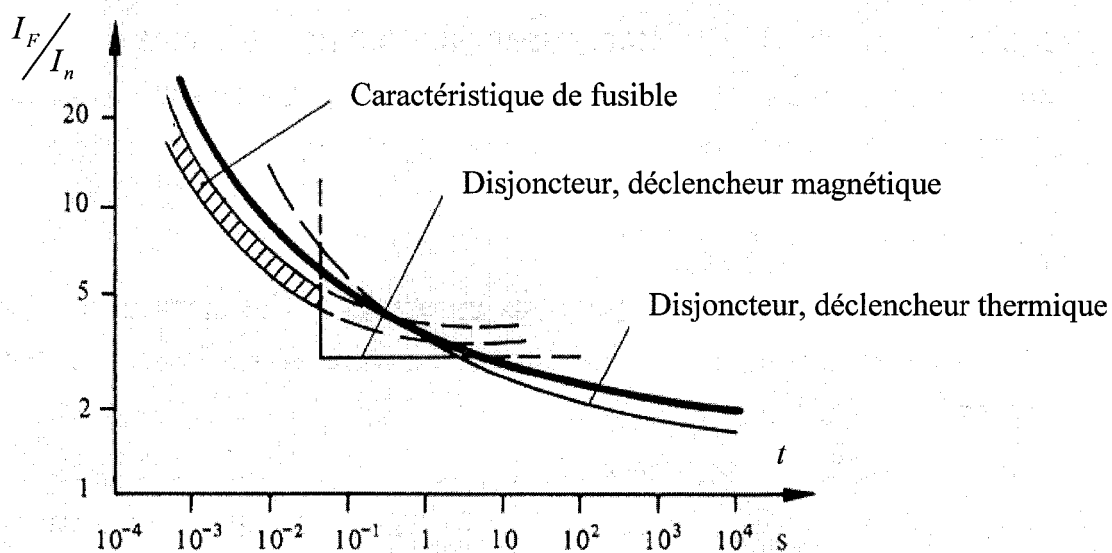


Figure 3-3: Protection par fusible et disjoncteur [1]



### **3.1.2 Protection interne**

Un convertisseur statique est fragile quand on tient compte de la faible énergie qu'il est capable de dissiper par lui-même par rapport à l'énergie qu'il contrôle. Il est donc nécessaire d'introduire des protections. Une protection est un composant ou un ensemble de composants, internes ou externes à l'interrupteur principal, permettant d'abaisser le niveau de contrainte électrique ou thermique appliquée à cet interrupteur. La protection agit généralement en deux temps : la limitation de la contrainte (limiteur de courant, ...) ce qui est une protection dynamique, puis la suppression de la contrainte (disjoncteur), protection statique [13].

Une protection agit en situation de fonctionnement anormal, ce qui correspond à un défaut de commande, une défaillance physique d'un autre composant, une contrainte environnementale hors spécification, ou lors d'un usage hors spécification du montage (surcharge, court-circuit, injection d'énergie, ...).

On introduit le principe de la commutation automatique qui permet d'introduire la protection au sein même du mécanisme de commutation du convertisseur.

Par la suite, des interrupteurs utilisant la commutation automatique sont associés au sein d'une cellule de commutation afin de dégager de nouvelles règles d'association d'interrupteurs dans une cellule de commutation.

Les circuits de protection doivent répondre dans un temps très court. Le problème est plus critique dans le cas d'une surtension (le composant se met en avalanche dès que le champ local dans le volume et en périphérie atteint le seuil de claquage). Pour atteindre ces niveaux de rapidité, il est impératif de placer les circuits de protection au plus près du composant, voire dans la puce elle-même. L'intégration de la protection directement dans le semi-conducteur n'est possible que si la contrainte thermique qui en découle le permet.

On se trouve donc avec deux types de protections : des protections actives qui sont intégrées dans la puce et des protections passives qui sont externes. Les deux sont de type semi-conducteur, placées directement au niveau des interrupteurs.

Les deux types de protection à fournir sont des protections contre les surintensités (surcharge ou court-circuit) et les surtensions rapides. Dans le premier cas, le souci de la limitation de la température de la puce peut rentrer en ligne de compte, soit température globale en cas de surcharge, soit au niveau d'un point chaud formé au sein de la puce en cas de court-circuit [13]. Dans tous les cas, les protections peuvent être de type limitation de la grandeur à un seuil réglable ou non, ou l'élimination de la grandeur jugée devenue dangereuse (exemple de la fonction disjoncteur dans le cas d'une surintensité).

#### **3.1.2.1 Limitation du courant**

Certains composants de l'électronique de puissance possèdent la capacité de limiter le courant qui les traverse dans certains régimes de fonctionnement. Il s'agit du transistor bipolaire, du transistor MOS et de l'IGBT qui combine les deux effets précédents. Ces

composants ont même la possibilité de régler la valeur de ce courant maximum : c'est l'effet transistor, du moins en régime statique de désaturation. On parle de régime saturé direct pour les transistors à effet de champ (MOS principalement) et de régime désaturé pour les transistors à conduction bipolaire (IGBT et transistor bipolaire).

Par exemple, si on s'intéresse à l'IGBT, composant hybride entre les transistors bipolaires et MOS, on obtient les caractéristiques de la figure 3-4.

Chaque caractéristique correspond à une tension grille émetteur donnée. Si cette grandeur est fixe, en régime linéaire, la chute de tension aux bornes du transistor est faible.

Si le courant qui traverse le transistor augmente, il va avoir tendance à se désaturer. On va donc aboutir à la zone 4 de la caractéristique. À ce moment, le transistor se comporte comme une source de courant de valeur  $g \cdot (V_{ge} - V_{geth})$ , où  $g$  est la transconductance de l'IGBT,  $V_{ge}$  est la tension grille émetteur et  $V_{geth}$ , la tension de seuil par conséquent, il adaptera la tension à ses bornes afin de maintenir le courant qui le traverse constant. En particulier, il empêchera ce dernier de dépasser la valeur prééglée par l'intermédiaire du potentiel de grille, tout du moins en statique [13].

L'IGBT peut donc bien jouer le rôle, ici, d'un limiteur de courant réglable en jouant sur son potentiel de grille, dans la mesure où on ne dépasse pas ses limites propres, en particulier la température de la puce silicium.

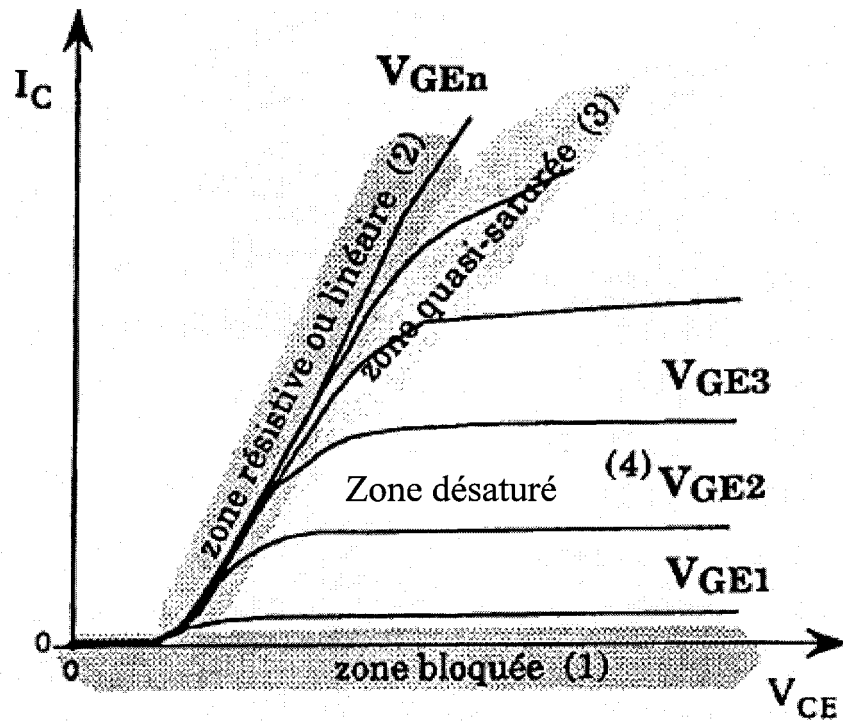


Figure 3-4: Caractéristiques statiques de l'IGBT

### 3.1.2.2 Fonction disjoncteur

Le principal problème du fonctionnement dans la zone de désaturation est le fonctionnement simultané du composant avec du courant le traversant et de la tension à ses bornes. Cela induit une puissance instantanée plus élevée, d'où une augmentation de la température de la puce qui peut rapidement dépasser la température maximale que peut admettre la puce.

Une solution est l'emploi de nouveaux matériaux permettant de dissiper plus d'énergie par unité de volume que le silicium, tel le carbure de silicium [3] ou l'utilisation d'architectures de composant plus adaptées qui répartissent la puissance à dissiper dans tout le volume de la puce et non plus en un point chaud unique [4].

Il est alors parfois préférable de couper le courant, qui peut être également dangereux pour le reste du montage. L'IGBT est donc utilisé comme disjoncteur. Tout revient à détecter le moment où le transistor devient un limiteur de courant, c'est-à-dire l'instant où il passe en régime désaturé.

Afin d'y parvenir, étant données les caractéristiques du transistor, il suffit de procéder à une mesure de tension à ses bornes : dès que cette tension augmente, le transistor passe en régime désaturé. Il suffit alors de fixer un seuil de tension au-delà duquel nous commandons l'ouverture du composant. Ce type de mesure permet de s'affranchir d'un capteur de courant et nous sommes également certains d'utiliser le transistor au maximum de sa capacité en courant, car nous allons l'ouvrir quand il aura atteint la zone de désaturation.

Plusieurs stratégies sont alors possibles. En effet, nous pouvons décider d'avoir un seuil fixe, mais à ce moment plus le courant toléré sera élevé, plus le produit tension courant sera élevé, ce qui augmentera les pertes dans le composant.

### **3.1.2.3 Protection en courant intégrée dans un circuit de commande**

La société Concept a développé un driver d'IGBT et de MOSFET, pour la forte puissance, qui intègre une protection en courant du composant au sein de sa commande. Il se base sur la surveillance de la tension collecteur émetteur, dans le cas de l'IGBT. Il s'agit du 2SD106A, dont le schéma de principe de la mesure de  $V_{CE}$  est donné à la figure 3-5. Lorsque le composant est conducteur, si la tension  $V_{CE}$  augmente trop, cela signifie

que le composant est entrain de se désaturer, ce qui amène le circuit de commande à provoquer le blocage de l'IGBT.

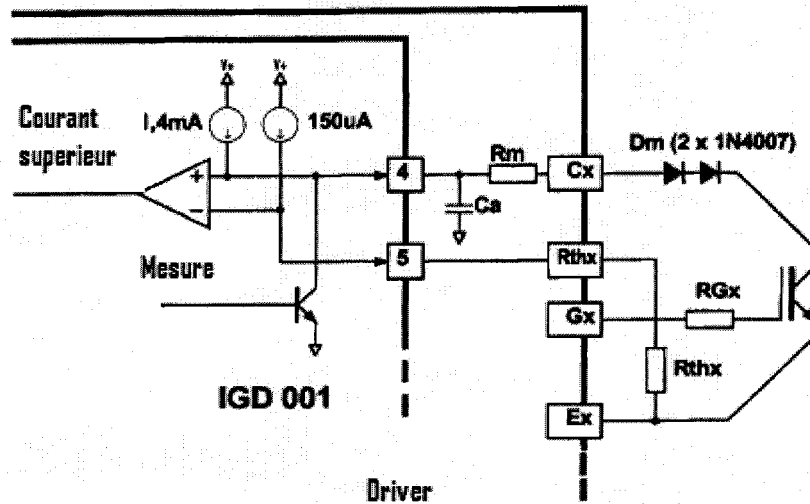


Figure 3-5: Schéma de principe de la mesure de  $V_{CE}$  [13]

Le circuit de commande intègre une protection contre une surcharge de courant se produisant lors de la conduction de l'interrupteur. De plus, il y a également une surveillance lors de l'amorçage de l'interrupteur en cas de court-circuit de la charge [4] [5]. Pour cela, le circuit de commande mesure la valeur de la tension collecteur émetteur  $V_{CE}$  aux bornes de l'interrupteur lors de l'amorçage, après un temps mort qui correspond au temps normal d'amorçage du composant augmenté d'une marge. Il compare la valeur mesurée par rapport à un gabarit réglable par l'utilisateur, et si elle est supérieure, c'est que le composant est traversé par un courant supérieur à ce qu'il devrait être. Il y a donc court-circuit et le circuit de commande ouvre le composant afin de le protéger et inhibe toute commande future. Cette ouverture est lente afin d'éviter toute surtension consécutive à une forte variation du courant.

### **3.1.3 Protection en tension**

#### **3.1.3.1 Cause des surtensions**

Les semi-conducteurs sont également très sensibles aux surtensions apparaissant pendant la durée de blocage entre anode et cathode. Il est indispensable de protéger les éléments redresseurs contre ces surtensions. Il existe deux types de surtensions :

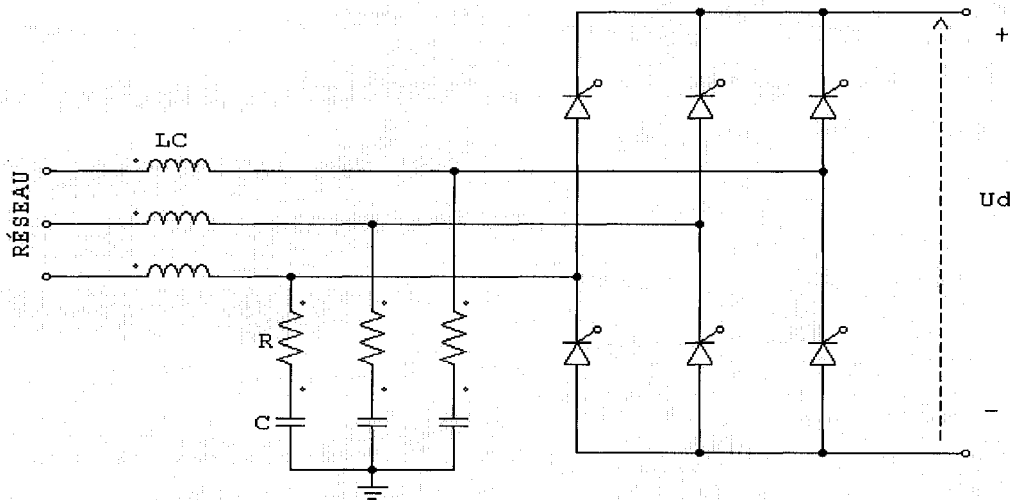
- Surtensions internes dues à l'effet d'accumulation des porteurs de charge dans l'élément redresseur.
- Surtensions externes dues à des phénomènes atmosphériques ou de coupure, en particulier le déclenchement de transformateur à vide, y compris le propre transformateur alimentant le convertisseur statique.

Pour la protection des semi-conducteurs contre ces surtensions, on utilise le plus souvent des circuits **RC**. Récemment des semi-conducteurs qui peuvent être employés comme limiteurs de tension ont été développés.

#### **3.1.3.2 Protection contre des surtensions externes par des circuits RC**

Pour la protection contre des surtensions externes, c'est-à-dire provenant du réseau d'alimentation, il faut prévoir un circuit constitué d'une résistance  $R$  en série avec un condensateur  $C$  entre chaque phase et la terre. Comme il est indiqué à la figure 3-6 pour

le cas d'un convertisseur de courant en montage en pont triphasé, la capacité du circuit  $RC$  est choisie de telle façon que la fréquence de résonance soit d'environ 1000Hz [1].



**Figure 3-6: Protection contre les surtensions externes avec circuit RC à l'entrée du convertisseur**

### 3.1.3.3 Protection contre des surtensions internes par des circuits RC

Dans un semi-conducteur idéal le courant s'annule lors de son passage par zéro et la tension entre anode et cathode saute à la valeur négative, cependant, un semi-conducteur ne peut pas bloquer instantanément le courant à cause de l'effet d'accumulation des porteurs de charge. Le courant devient négatif pendant un très bref laps de temps et tombe ensuite rapidement à zéro.

Cette variation rapide du courant induit pendant une brève durée des tensions très élevées dans les inductances des lignes d'amenée.



Entre l'anode et la cathode du semi-conducteur apparaissent des surtensions très élevées qui peuvent provoquer la destruction de cet élément.

Pour un circuit RC en parallèle avec le semi-conducteur, on peut diminuer sensiblement la surtension aux bornes de l'élément redresseur. Dans ce cas il n'y a plus de danger pour l'élément redresseur. Ce circuit RC en parallèle permet en même temps de limiter la croissance de la tension  $\frac{dv}{dt}$  aux bornes de l'élément redresseur.

#### **3.1.3.4 Protection contre des surtensions par des semi-conducteurs**

Grâce au développement de semi-conducteurs spécifiques, il est aussi possible de protéger les semi-conducteurs contre des surtensions interne ou externes. Ces semi-conducteurs à oxyde métallique sont appelés varistors ou supresseurs. Pour des valeurs de la tension inférieure à la tension de seuil le courant est très faible (proche des valeurs du courant de blocage d'un semi-conducteur). Dès que la tension dépasse la tension de seuil le courant augmente très fortement. La caractéristique est symétrique pour des tensions positives et négatives. Le comportement d'un varistor correspond en principe à celui d'une mise en anti-série de deux diodes zener (c'est-à-dire la mise en série avec sens de conduction opposé). Cependant la tension de seuil est beaucoup plus élevée que la tension Zener.

### **3.1.3.5 Protections en tension intégrée dans le composant**

La protection contre les surtensions est primordiale mais très délicate à mettre en oeuvre, contrairement à la protection en courant. En effet, en régime de surcharge ou de court-circuit, la contrainte thermique est quasi-homogène dans toute la puce. C'est alors la capacité thermique totale de la puce qui intervient dans l'élévation de température, avec une constante de temps thermique de l'ordre de la milliseconde. Par contre, en régime d'avalanche (ionisation par impact ou emballement par le courant de fuite par exemple), le phénomène est local, volumique ou sur les bords de la puce. C'est donc la capacité thermique d'une fraction de la puce qui intervient, divisant ainsi la constante de temps thermique qui permet le calcul de l'élévation de température. Elle atteint des valeurs de l'ordre de la centaine voire de la dizaine de nanosecondes. C'est pourquoi il est préférable d'avoir une protection en tension directement intégrée dans le composant tandis que la protection en courant peut être externe. Par ailleurs, certains composants ont la capacité de se mettre en avalanche, ce qui limite la tension à leurs bornes. Mais, alors, ils sont traversés par un courant de valeur importante.

L'énergie à dissiper est énorme et cela dépasse très rapidement la densité d'énergie que peut accepter la faible zone de la puce de silicium qui s'est mise en avalanche, ce qui conduit au court-circuit physique, voire à l'explosion du boîtier. Par conséquent, il apparaît nécessaire d'utiliser des dispositifs annexes afin de limiter la tension aux bornes du composant.

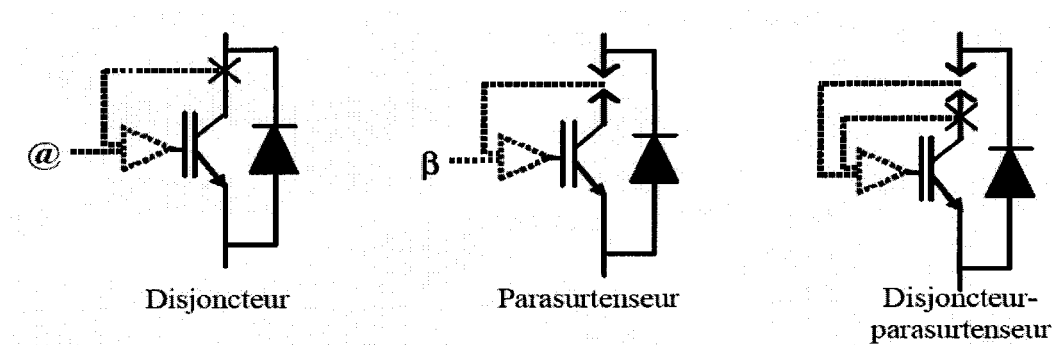
### 3.2 La commutation automatique

On a vu différentes protections possibles pour les interrupteurs de puissance. Elles ont toutes un point commun : elles n'ont un rôle qu'en cas d'événement imprévu. Cela revient à dire que ces protections ne sont que des veilles, signifiant que cet ajout nécessaire n'est que du point de vue du fonctionnement du convertisseur. Il peut alors être intéressant, sur le plan fonctionnel, d'exploiter la caractéristique courant en fonction de tension  $i = f(v)$  de l'interrupteur pour produire une fonction de commutation sur seuil. Cela revient à donner aux protections un rôle actif dans le processus de commutation. Ce changement d'état automatique peut être vu, du point de vue du circuit, comme une commutation spontanée particulière à seuil non nul, obligatoirement dans un quadrant dissipatif. Il s'agit donc d'une commutation et non d'une transition spontanée. Nous appellerons cette commutation, commutation automatique [6] [7].

Une commutation commandée peut donc très naturellement être remplacée par une commutation automatique. Une transition spontanée (changements d'état à tension et courant nuls) peut également être remplacée par une commutation à seuils non nuls [8].

Les symboles représentant la commutation automatique sont détaillés à la figure 3-7. Nous avons utilisé le symbole du disjoncteur pour représenter le blocage automatique et celui du parasurtenseur pour l'amorçage automatique.

Pour l'exemple de la figure, c'est l'IGBT qui a été utilisé, mais la symbolique peut s'adapter aux autres composants.

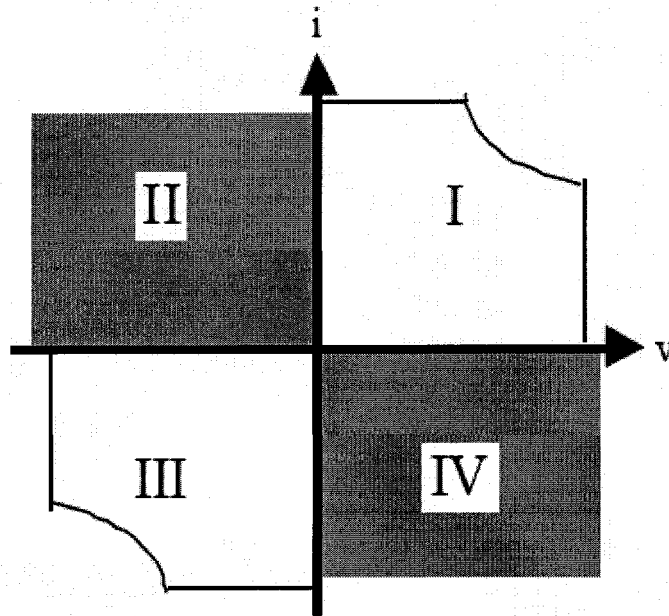


**Figure 3-7: Symboles des commutations automatiques**

### 3.2.1. Commutations commandée et spontanée

À l'heure actuelle, deux types de changement d'état existent et ont leurs propriétés propres : la commutation commandée et la commutation spontanée, dont les représentants traditionnels sont respectivement le transistor et la diode. Par ailleurs, il existe des composants, tels que le thyristor, qui combinent les deux types de commutation.

La principale visualisation d'un interrupteur se fait par l'intermédiaire de sa caractéristique statique associée à ses commutations de blocage et d'amorçage. La figure 3-8 présente le plan tension courant où apparaissent quatre quadrants de fonctionnement. La convention récepteur est usuellement employée car les interrupteurs restent des récepteurs. Par conséquent, les quadrants II et IV étant des quadrants générateurs, sont impossibles physiquement. Il apparaît également, dans les quadrants I et III, les aires de sécurité dont les limites correspondent à la tension d'avalanche, à la densité maximale de courant admissible par la puce et une limite en puissance dissipable par celle-ci [9].

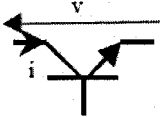
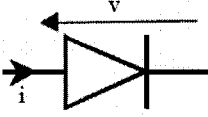
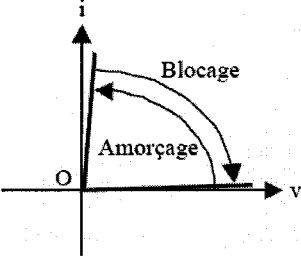
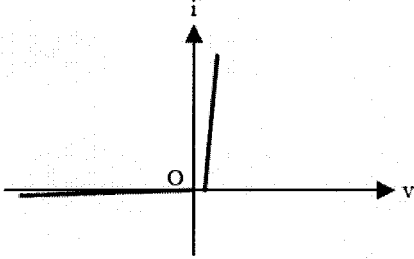


**Figure 3--8: Plan tension courant permettant de tracer la caractéristique d'un interrupteur**

Les principales caractéristiques des commutations commandée et spontanée sont présentées dans le Tableau 3-1.

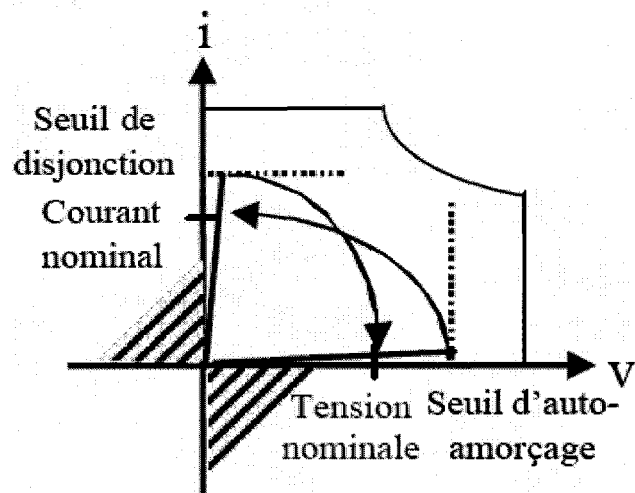
### **3.2.2. Introduction de la commutation automatique**

La commutation automatique va consister à utiliser une fonction de protection comme loi de commutation de l'interrupteur. Par exemple, l'ouverture du composant se comporte comme une disjonction. Elle est introduite naturellement par dépassement de courant ou désaturation spontanée d'un interrupteur de type transistor. Pour la fermeture de l'interrupteur, elle se fait par dépassement et écrêtage de la tension aux bornes. Ces commutations sont maintenant auto commandées, ou "automatiques" par les fonctions de protection intégrée sans l'usage d'une commande externe. Les seuils de déclenchement sont naturellement fixés à l'intérieur de l'aire de sécurité du composant.

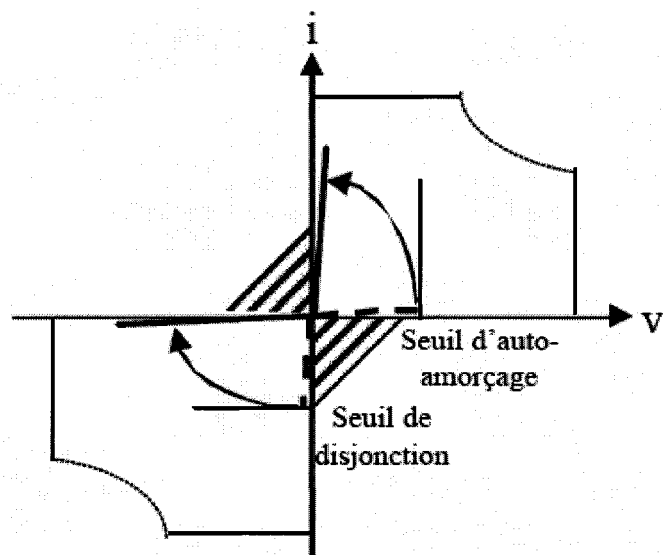
Commutation commandée	Commutation spontanée
 <p>Transistor</p>	 <p>Diode</p>
	
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Instant de commutation contrôlé par l'intermédiaire de l'électrode de commande.</li> <li>• Changement d'état au sein du même quadrant</li> <li>• Trajectoire de commutation imposée par le circuit extérieur, au sein du même quadrant</li> <li>• Pertes par commutation importantes car le point de fonctionnement se déplace dans le quadrant dissipatif, lors d'une commutation.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Changement d'état imposé par le circuit extérieur.</li> <li>• Changement d'état accompagné d'un changement de quadrant, avec passage obligatoire par l'origine 0.</li> <li>• Trajectoire lors de la commutation imposée.</li> <li>• Pertes par commutation faible, car le point de fonctionnement suit une trajectoire qui reste proche des axes lors du changement d'état.</li> </ul>

**Tableau 3-1: Caractéristiques des commutations commandée et spontanée**

La figure 3-9 présente la caractéristique d'un composant dont les deux commutations d'amorçage et de blocage sont automatiques. Pour le composant, elles ressemblent à des commutations commandées qui se produisent automatiquement à un seuil donné fixe [7] .



**Figure 3-9: Commutations automatiques dérivées de commutations commandées [7]**



**Figure 3-10: Commutations automatiques dérivées de commutations spontanées [7]**

Les commutations spontanées en courant ou en tension peuvent elles-mêmes subir le même traitement, une auto-fermeture à tension positive et une auto-ouverture à courant négatif. La figure 3-10 présente la caractéristique obtenue. Il apparaît deux segments en traits discontinus correspondants à des segments dynamiques qui sont parcourus par le

point de fonctionnement lors des commutations. Par contre, il n'existe pas de point de fonctionnement stable sur ces segments, car ces derniers correspondent à des points de fonctionnement imposés par la cellule en court-circuit ou en circuit ouvert. Ce type de commutation automatique peut être assimilé à une commutation spontanée, dont on garde la propriété de changement de quadrant, mais avec un seuil de commutation non nul.

Par conséquent, une commutation automatique peut être vue comme une « fausse » commutation commandée ou une « fausse » commutation spontanée. Il découle qu'une telle commutation peut-être associée indifféremment aux deux autres commutations usuelles (commandée « pure » ou spontanée « pure ») ou entre elles afin de générer de nouveaux interrupteurs. Ces derniers peuvent avoir de deux à quatre segments et des commutations d'amorçage et de blocage de quatre types : commandée, spontanée, automatique dérivée de commandée et automatique dérivée de spontanée. Le nombre de combinaisons devient alors très grand et une centaine d'interrupteurs est envisageable [6].

### **3.3 Conclusion**

Un état de l'art sur les protections des convertisseurs statiques a été présenté dans ce chapitre. Cet état de l'art a permis de mesurer toute la difficulté de la prévention de tous les défauts envisageables. Le problème de la surtension restant le point le plus critique. Il faut détecter le défaut, le limiter puis l'isoler s'il le faut, le tout dans un temps très court. Il est alors important de se placer au plus près du composant. Certains auteurs ont introduit un nouveau concept qui envisage de placer la protection au sein même du mécanisme de commutation, générant ainsi un nouveau processus de changement d'état :



la commutation automatique. Ce concept s'ajoute aux commutations classiques que sont les commutations commandée et spontanée, comme mécanismes de changement d'état d'un interrupteur électronique. De nouvelles règles de la cellule de commutation apparaissent afin de s'adapter à ce nouveau concept. Par conséquent, la commutation automatique ne fait qu'introduire la protection dans le mécanisme de commutation, ainsi, elle introduit de nouvelles fonctionnalités.

Dans le chapitre suivant, on a développé une méthode de synthèse systématique des cellules de commutation incluant au moins une commutation automatique. Afin de formaliser tout cela. Il existe d'autres montages qui peuvent utiliser la commutation automatique, mais on va dorénavant se concentrer sur tous les montages à base de thyristor dual. En effet, outre ses différents avantages, il permet également des applications dans les conversions CA-CC et CC-CA qui représentent une grande partie des convertisseurs actuellement existants sur le marché.

## ***Chapitre IV***

### ***Le redresseur réversible***

### ***à base du thyristor dual***

#### **4.1 Introduction**

Le thyristor dual est un composant qui a été développé afin d'être le dual du thyristor comme son nom l'indique. Il associe un amorçage au zéro de la tension à un blocage commandé. Il allie de nombreux avantages : c'est un composant réversible en courant donc constitué de seulement trois couches donnant un composant rapide [10]. Il bénéficie du pré conditionnement du transistor par les charges stockées dans la diode lors de sa conduction. Il permet également d'envisager une intégration fonctionnelle à court terme. Enfin, c'est un composant qui permet une bonne sûreté de fonctionnement du convertisseur dans lequel il est monté. Pour toutes ces raisons, on l'a choisi comme base de développement pour le premier interrupteur incluant une commutation automatique : le thyristor dual disjoncteur [11] [12].

Ce chapitre a pour but de présenter ce composant ainsi que sa réalisation. On présente par la suite une cellule élémentaire à base de thyristor dual disjoncteur : le redresseur à

disjonction. On s'intéresse ensuite aux propriétés de cet interrupteur, avec un éclairage particulier sur la maîtrise du courant de disjonction en fonction des différents paramètres extérieurs.

## 4.2 Principe du thyristor dual disjoncteur

Le thyristor dual disjoncteur est un thyristor dual dont le blocage commandé a été remplacé par un auto blocage par surcourant. Le symbole de l'interrupteur ainsi que sa caractéristique sont donnés à la figure 4-1. Le trait pointillé entre la diode et le transistor représente l'amorçage spontané de ce dernier sous zéro de tension lorsque la diode se met à conduire. Le composant s'amorce de manière naturelle par mise en conduction de la diode [10] [14].

Durant sa conduction, le transistor est amorcé, le rendant potentiellement passant. C'est le circuit extérieur qui impose alors le changement de signe du courant. A ce moment, le courant transite de la diode au transistor sous tension nulle [7].

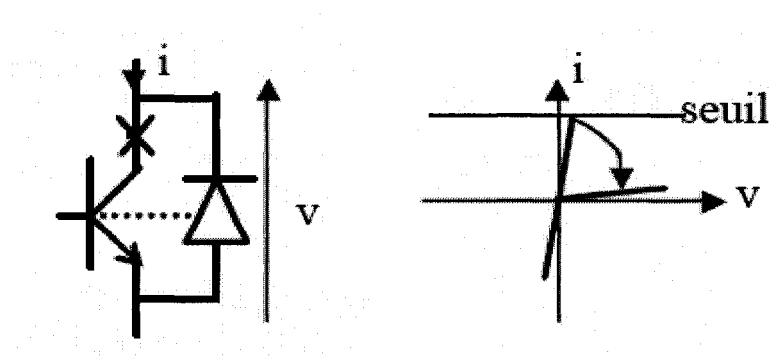


Figure 4-1: Symbole du thyristor dual disjoncteur et caractéristique

Différentes stratégies peuvent être envisagées pour détecter les instants de commande du transistor. Elles sont résumées dans le Tableau 4-1. La mesure de tension consiste à détecter l'inversion du signe lorsque la diode se met à conduire pour l'amorçage et le moment de la remontée de la tension lors de la saturation du canal pour le blocage. Le Tableau 4-2 donne la faisabilité technologique des différentes mesures. Il apparaît que la mesure de tension est la plus adaptée pour l'intégration et ce, quel que soit le calibre en courant. On va donc essayer de privilégier la mesure de tension et s'en passer de capteur de courant [6].

<b>AMORCAGE</b>	<b>BLOCAGE</b>
Mesure de l'apparition du courant dans la diode	Mesure de l'apparition du courant dans le transistor
Détection de la tension	Détection de la tension

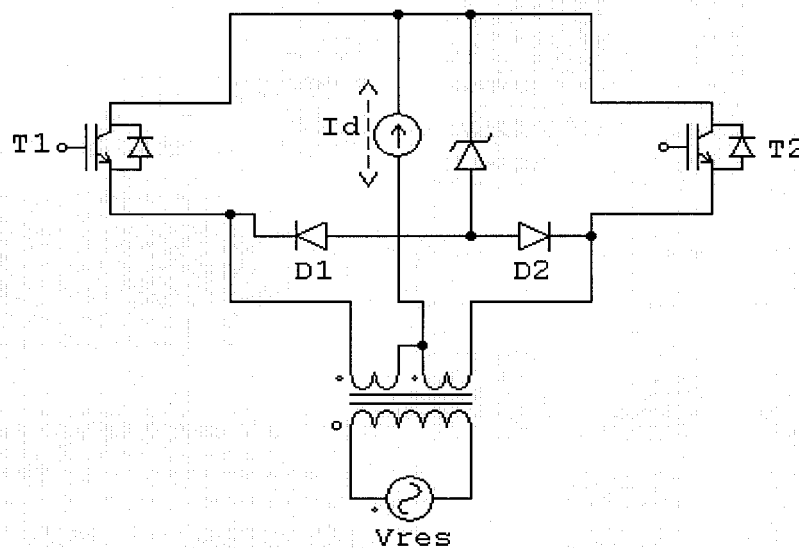
**Tableau 4-1: Détection des instants de commande du transistor MOS**

	<b>Faisabilité technologique</b>
<b>Mesure du courant</b>	Transformateur d'intensité : faible intégration. SENSE : bonne intégration mais calibre limité.
<b>Mesure de tension</b>	Très bonne intégration, capteur de tension.

**Tableau 4-2: Faisabilité technologique des différents types de mesure**

### 4.3 La cellule redresseur

La tension cellule  $V_{res}$  étant alternative, les interrupteurs sont dorénavant placés en anti série. On obtient la cellule redresseur à disjonction. Deux variantes sont envisageables : à drains communs et à sources communes. Cela ne change pas fondamentalement le fonctionnement de la cellule. La figure 4-2 présente la cellule redresseur à disjonction à drains communs. Afin de la faire fonctionner, on a utilisé un transformateur possédant deux enroulements secondaires [7].



**Figure 4-2: Redresseur monocellulaire**

Les séquences de fonctionnement sont montrées à la figure 4-3, pour les deux sens du courant de charge  $I_d$ . Nous avons ici un amorçage spontané maître au changement de signe de la source de tension. Il y a création d'une maille de court-circuit qui permet l'ouverture automatique esclave de l'interrupteur initialement passant. Le courant de

charge est alors aiguillé d'un interrupteur vers l'autre et le court-circuit de la source de tension disparaît [7]. Il y a donc court-circuit transitoire de la source de tension, à travers son impédance interne.

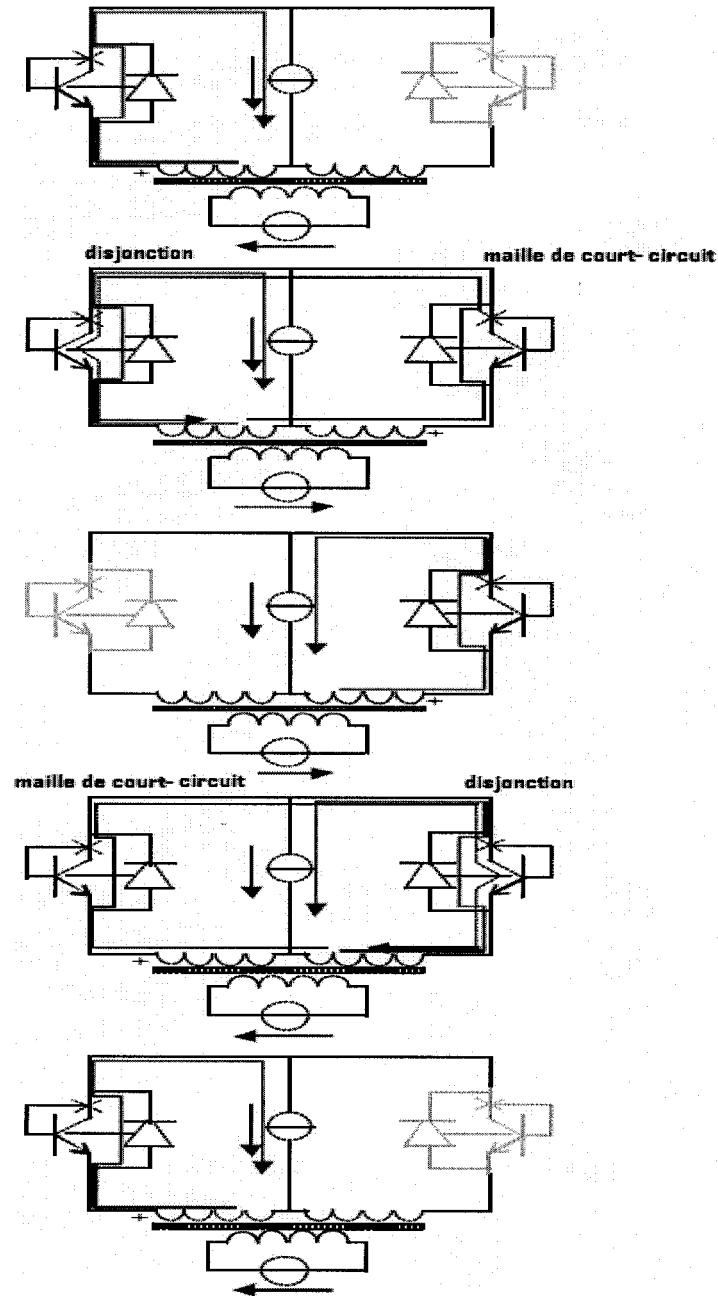


Figure 4-3: Séquences de fonctionnement [8]

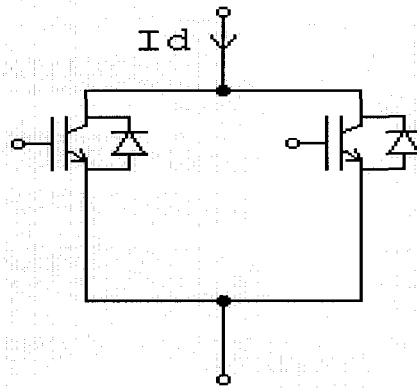
Chaque enroulement du transformateur a une inductance de fuite qui a emmagasiné de l'énergie au moment de la disjonction d'un interrupteur. Cette énergie doit être évacuée sous peine de provoquer aux bornes de l'interrupteur une surtension qui peut le détériorer. Afin de l'éviter, on associe un circuit de clamping au montage. Son rôle est de limiter la valeur de la surtension en deçà de la tension maximale de l'interrupteur et de dissiper l'énergie contenue dans les inductances de fuites [7] [8].

#### **4.4 Mise en parallèle des thyristors duaux**

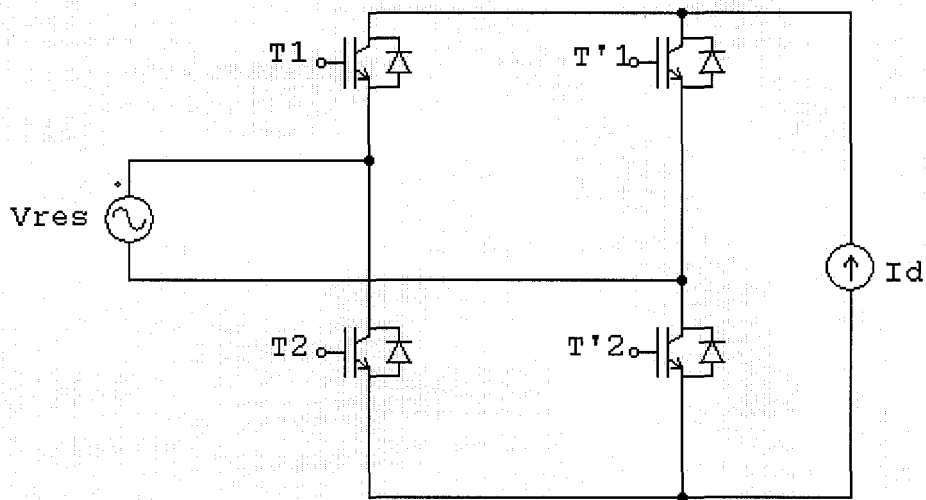
Une méthode usuelle pour augmenter le calibre en courant d'un interrupteur est de paralléliser des briques élémentaires de calibre plus faible. Cela se fait relativement aisément pour des composants de type MOSFET ou IGBT. On va envisager ici de paralléliser les thyristors duaux disjoncteurs, en partant du principe que chaque disjoncteur est autonome et indépendant des autres voir le schéma de la figure 4-4.

#### **4.5 Association de deux cellules redresseurs**

L'association de deux cellules redresseurs à disjonction, représentée à la figure 4-5 permet d'obtenir la même fonction que la cellule simple mais le transformateur à point milieu n'est plus nécessaire. Par contre, lors de chaque commutation, deux cellules doivent changer d'état, créant ainsi deux mailles de court-circuit en parallèle. La source de tension doit donc fournir deux fois plus de courant lors de la commutation que dans le montage à une seule cellule [7].



**Figure 4-4: Schéma de la mise en parallèle de deux transistors**



**Figure 4-5: Schéma théorique du pont monophasé**

Plaçons nous dans un cas concret, supposons que la tension réseau  $V_{res}$  vient de changer de signe et est devenue négative. Les interrupteurs initialement passants sont  $T_1$  et  $T'_2$ . Les deux autres interrupteurs vont s'amorcer et créer des mailles de court-circuit afin de provoquer les blocages de  $T_1$  et de  $T'_2$ .



## 4.6 Le redresseur triphasé réversible en courant

### 4.6.1 Principe de fonctionnement

Ce montage se base sur une structure de pont de diodes triphasé avec des thyristors duaux. On fonctionne ici en onde  $120^\circ$ . La figure 4-6 présente le schéma du montage avec représentation de la maille de court-circuit qui apparaît entre les deux premières phases lorsque la tension de la phase 2 devient supérieure à la tension de la première phase. Pendant ce temps, la cellule du bas conduit par l'intermédiaire de l'interrupteur connecté à la troisième phase, soit T6 ou D6 selon le signe du courant de charge et cela reste toujours valable pour les autres séquences [7] [8].

La chronologie des différentes mailles de court-circuit ainsi que les interrupteurs alors mis en jeu est présentée à la figure 4-7. Les changements d'état se produisent aux changements de signe des tensions composées, soit aux instants d'amorçage naturel des diodes.

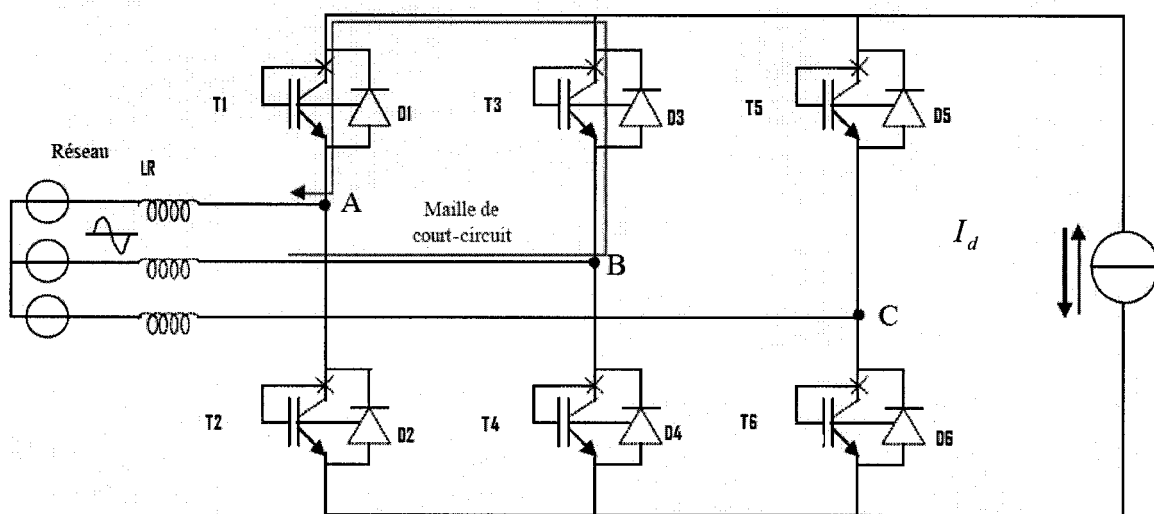


Figure 4-6: Schéma du montage triphasé avec représentation de la maille de court-circuit

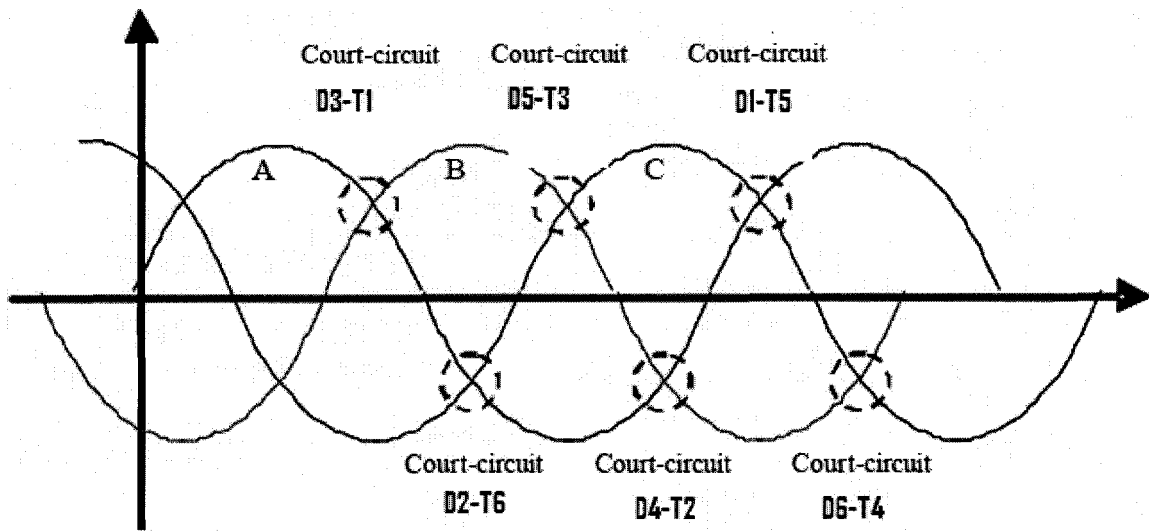


Figure 4-7 : Enchaînement des phases de court-circuit du montage triphasé

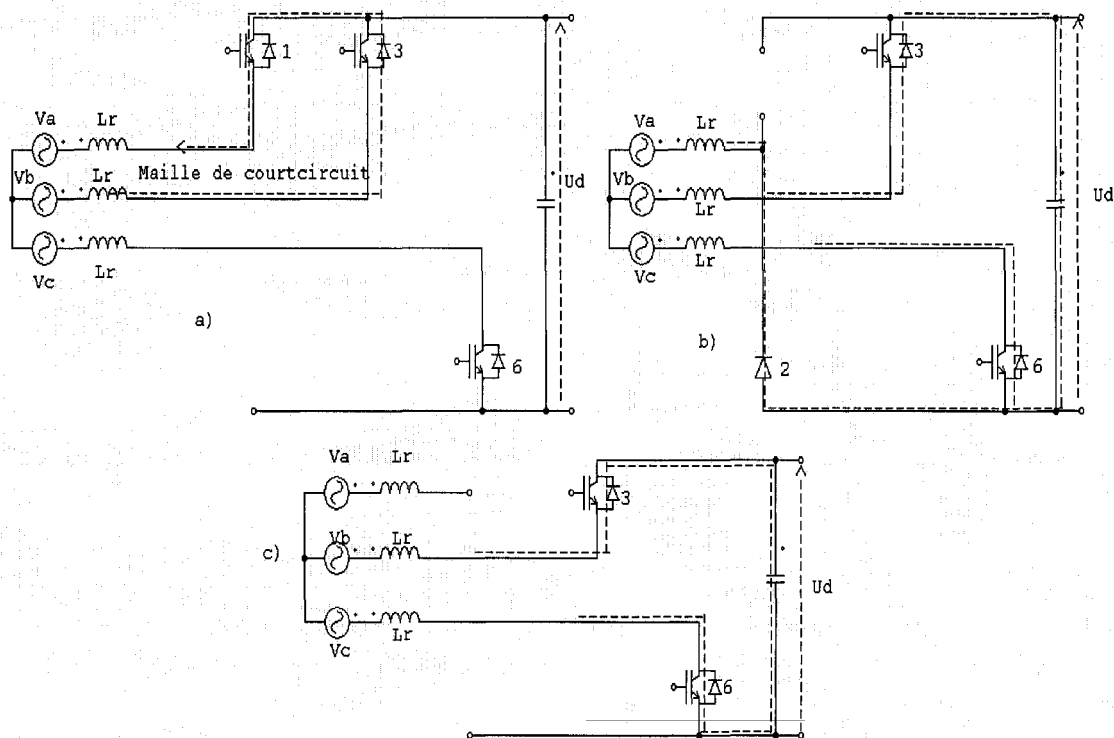


Figure 4-8: Séquences de commutation de courant d'un bras à l'autre

La figure 4.8 montre les séquences de commutation de courant d'un bras à l'autre pendant les trois étapes :

- Figure 4.8 a) représente la maille de court-circuit entre la phase 1 et la phase 2.
- Figure 4.8 b) représente le blocage du transistor par un courant positif.
- Figure 4.8 c) pendant cette phase on voit que le courant passe complètement à travers la diode 3 ce qui présente la fin de la commutation.

Les courants de commutation peuvent être calculés à partir des équations suivantes :

$$\left| \frac{dID_3}{dt} \right| = \frac{U_d - \frac{3}{2}V_b}{\frac{3}{2}L_r} \quad [8] \quad (4.1)$$

$$\left| \frac{dID_2}{dt} \right| = \frac{U_d - \frac{3}{2}V_b}{\frac{3}{2}L_r} + \frac{V_a - V_c}{2L_r} \quad [8] \quad (4.2)$$

$$\left| \frac{dID_6}{dt} \right| = \frac{U_d - \frac{3}{2}V_b}{\frac{3}{2}L_r} - \frac{V_a - V_c}{2L_r} \quad [8] \quad (4.3)$$

Avec  $L_r$  représente l'inductance de la ligne,  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  représentent les tensions simples du réseau et  $ID_3$ ,  $ID_2$ ,  $ID_6$  représentent respectivement les courants qui parcourent les diodes D3, D2 et D6 .

#### 4.6.2 Dimensionnement des interrupteurs

Le dimensionnement des unités de commutation est fait suivant les procédures habituelles de calcul d'un redresseur triphasé alimentant une source de courant. Dans le pire cas les diodes ou les transistors peuvent porter le courant tout au long de leurs

périodes de conduction, soit 120 degrés. Ceci permet de calculer les valeurs moyenne et efficace du courant dans un semi-conducteur par les équations (4.4) et (4.5). En ce qui concerne la tenue en tension, elle est dictée par la tension maximale du réseau d'alimentation soit dans notre cas par l'équation (4.6).

$$Id_{moy} = \frac{Id}{3} \quad (4.4)$$

$$Id_{eff} = \frac{Id}{\sqrt{3}} \quad (4.5)$$

$$V_{ce_{max}} = \sqrt{2} \times \sqrt{3} \times V_{eff} \quad (4.6)$$

$$U_{dmoy} = \frac{6}{\pi} V_{eff} \times \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{3} \quad (4.7)$$

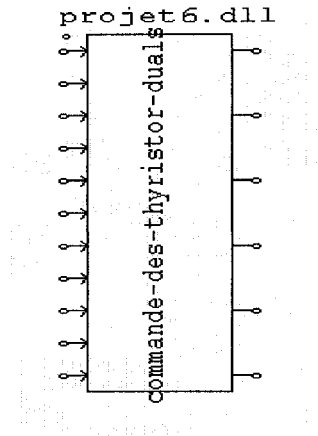
Avec  $V_{eff}$  représente la tension efficace phase neutre.

$U_{dmoy}$  représente la valeur moyenne de la tension de sortie.

#### 4.6.3 Logique de commande

Cette logique est réalisée pour commander les thyristors duaux, de telle façon à respecter les séquences de fonctionnement du redresseur réversible. Cette logique est faite à base d'une DLL (Dynamic Link Library) qui est programmée en langage C, et est présentée à l'annexe.

Une **DLL**, dans Windows est une bibliothèque de fonctions pouvant être appelée depuis un autre programme, par un simple lien dynamique.



**Figure 4-9: Bloc DLL**

## 4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe du thyristor dual et les séquences de fonctionnement des cellules redresseurs qui composent les convertisseurs puissances monophasé et triphasé. L'application du thyristor dual à un redresseur triphasé réversible en courant a permis de concevoir un convertisseur de puissance, capable de fonctionner en mode redresseur et onduleur. Ce redresseur à base de thyristor dual assure le passage efficace d'un quadrant à l'autre, afin qu'on puisse récupérer l'énergie pendant les phases de freinage des moteurs. Ces convertisseurs à base de thyristor dual ont des structures duales mais des mécanismes de commutation identiques. En d'autres termes, les interrupteurs qui composent ces convertisseurs ont des caractéristiques statiques duales mais des caractéristiques dynamiques identiques.

Les résultats de simulation et les résultats expérimentaux de ce convertisseur sont présentés dans les chapitres V et VI .

## ***Chapitre V***

### ***Simulation du redresseur***

### ***réversible synchrone***

#### **5.1 Introduction**

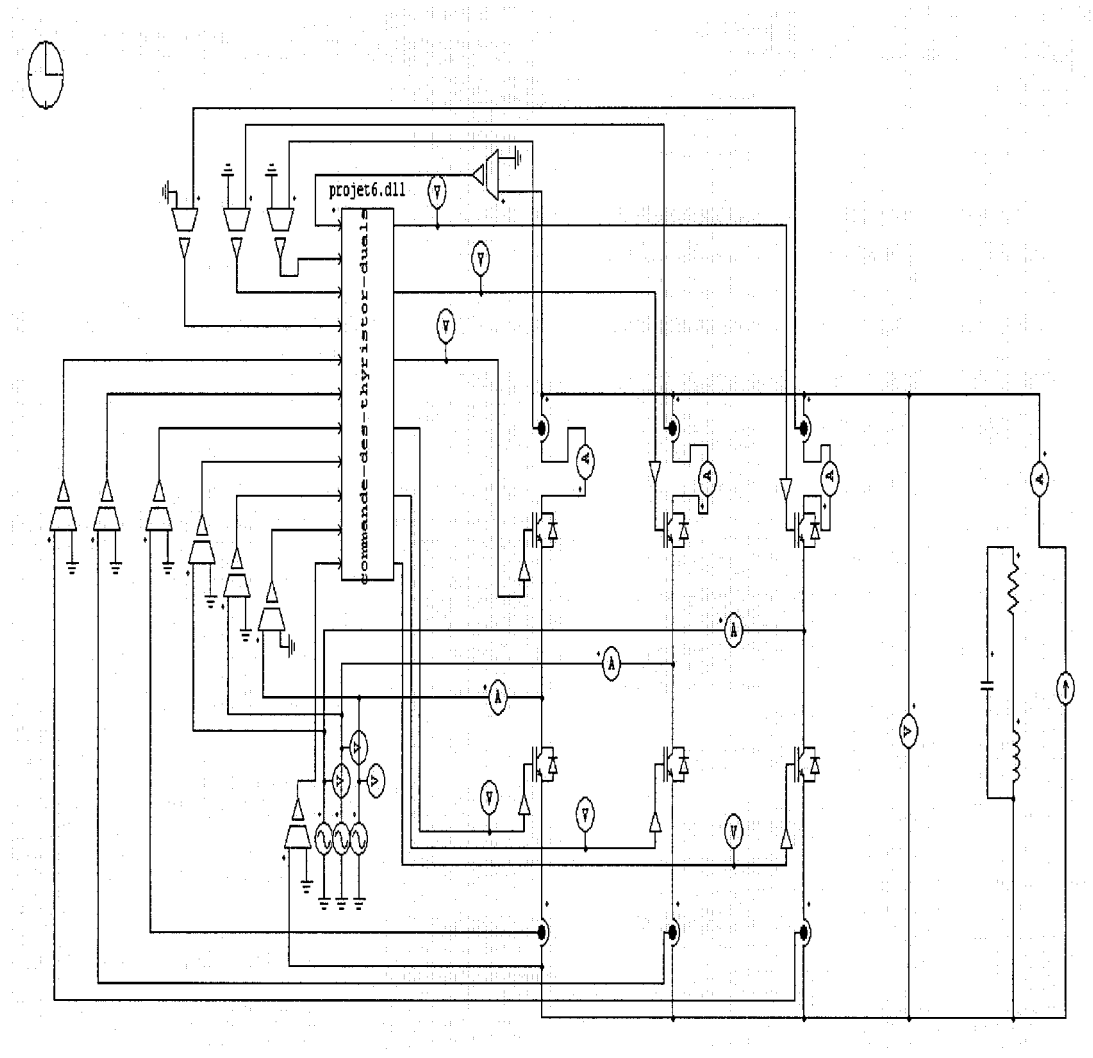
Ce chapitre est consacré aux résultats de simulations du convertisseur proposé. On présente les différents signaux de commande du convertisseur en mode redresseur et en mode onduleur. Ces signaux de commande attaquent les IGBT pour les faire fonctionner en thyristors duaux. On présente aussi les formes d'onde des courants et tensions en mode redresseur et en mode onduleur.

#### **5.2 Modèle et résultats de simulation**

##### **5.2.1 Modèle de simulation**

Le schéma simulé est montré sur la figure 5-1. Il présente le convertisseur de base qui est composé de six IGBT, remplissant la fonction de thyristor dual grâce à une logique de commande programmé en langage C par le bloc DLL.

Ce bloc est constitué de plusieurs entrées qui mesurent les courants de chaque transistor IGBT et les tensions du réseau ainsi que les tensions aux bornes de chaque transistor. De même ce bloc DLL comprend plusieurs sorties qui servent à la commande des gâchettes des transistors.

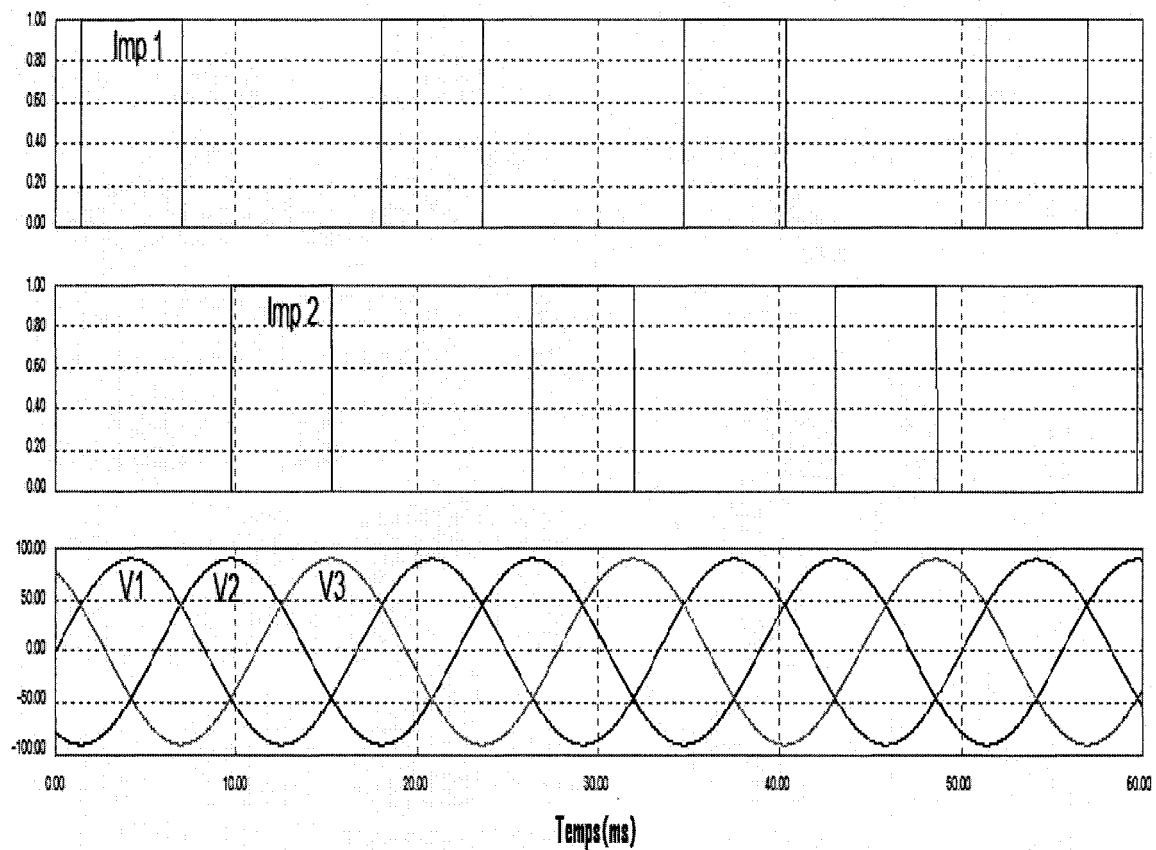


**Figure 5-1: Schéma simulé sur PSIM**

## 5.2.2 Résultats de simulation

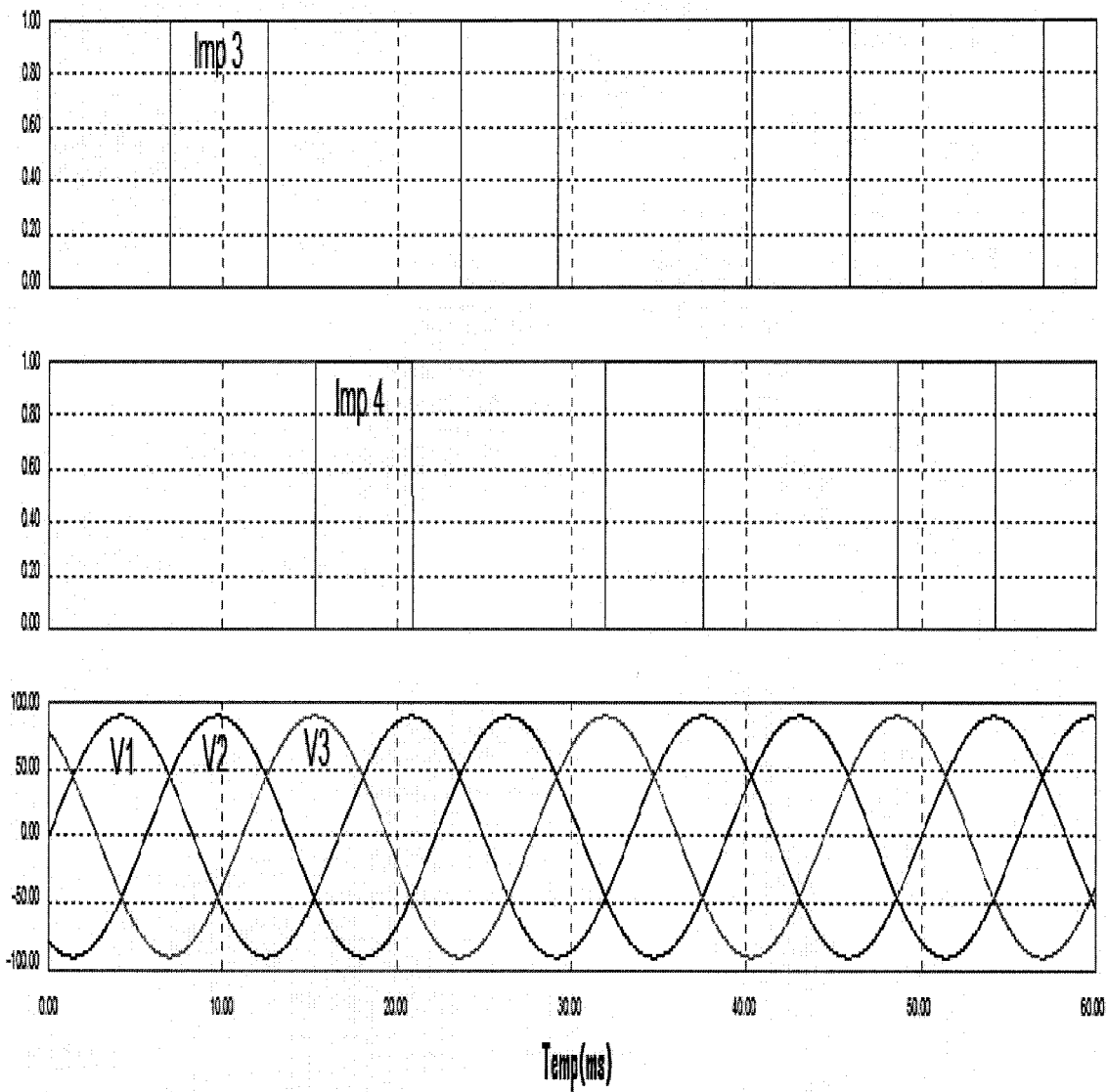
### 5.2.2.1 Les signaux de commande des IGBTs

Les figures 5-2, 5-3 et 5-4 illustrent les signaux de commande des thyristors duaux des bras du redresseur alimenté par la phase A, la phase B et la phase C. On voit bien que chaque signal de commande du transistor est synchronisé avec la période de conduction de sa diode antiparallèle, par conséquent la conduction des transistors se fait à tension nulle, et chaque transistor conduit pendant 120 degrés.

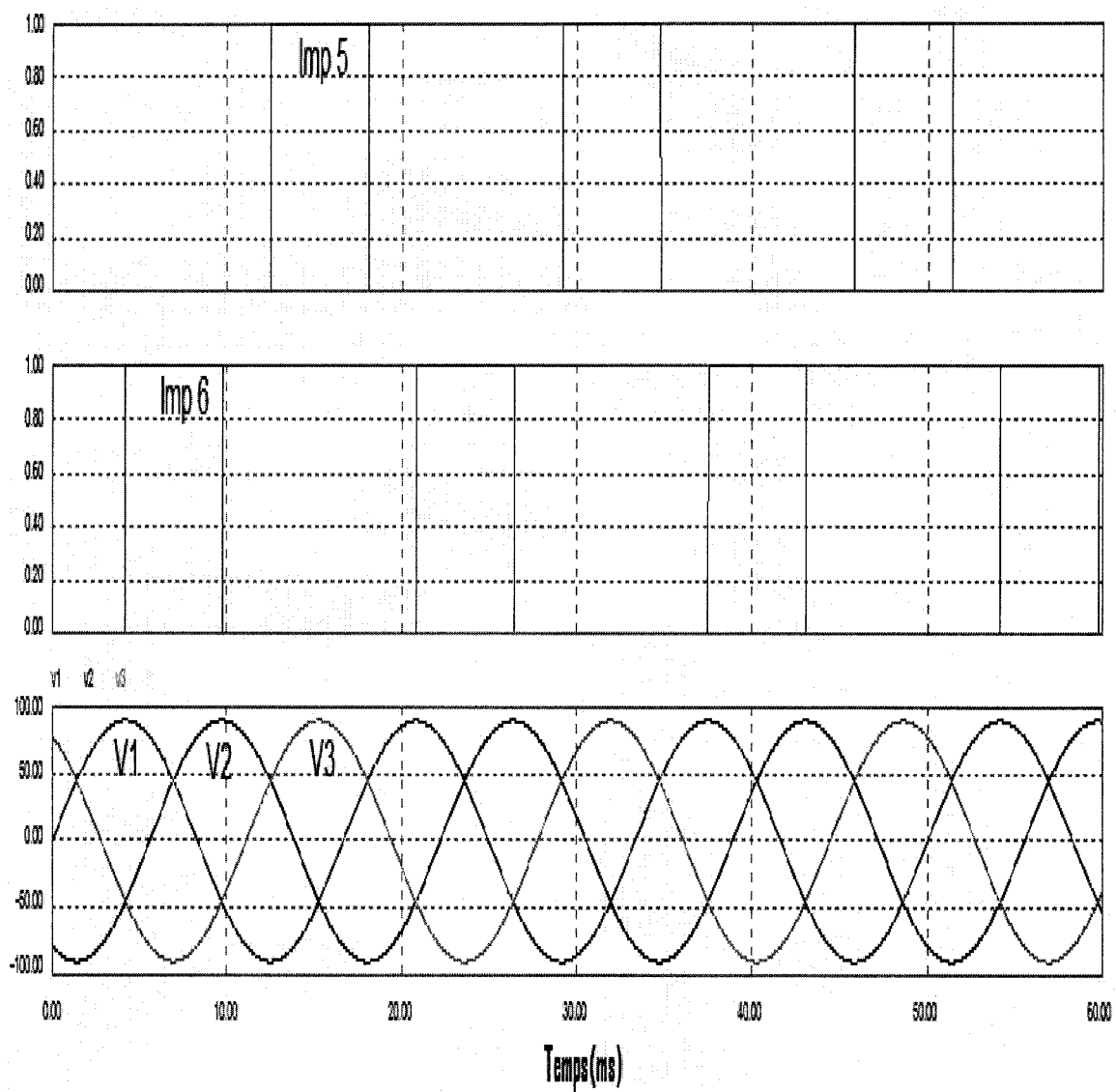


**Figure 5-2: Les signaux de commande des thyristors duaux du bras du redresseur alimenté par la phase A**





**Figure 5-3: les signaux de commande des thyristors duaux du bras du redresseur alimenté par la phase B**



**Figure 5-4: les signaux de commande des thyristors du bras du redresseur alimenté par la phase C**

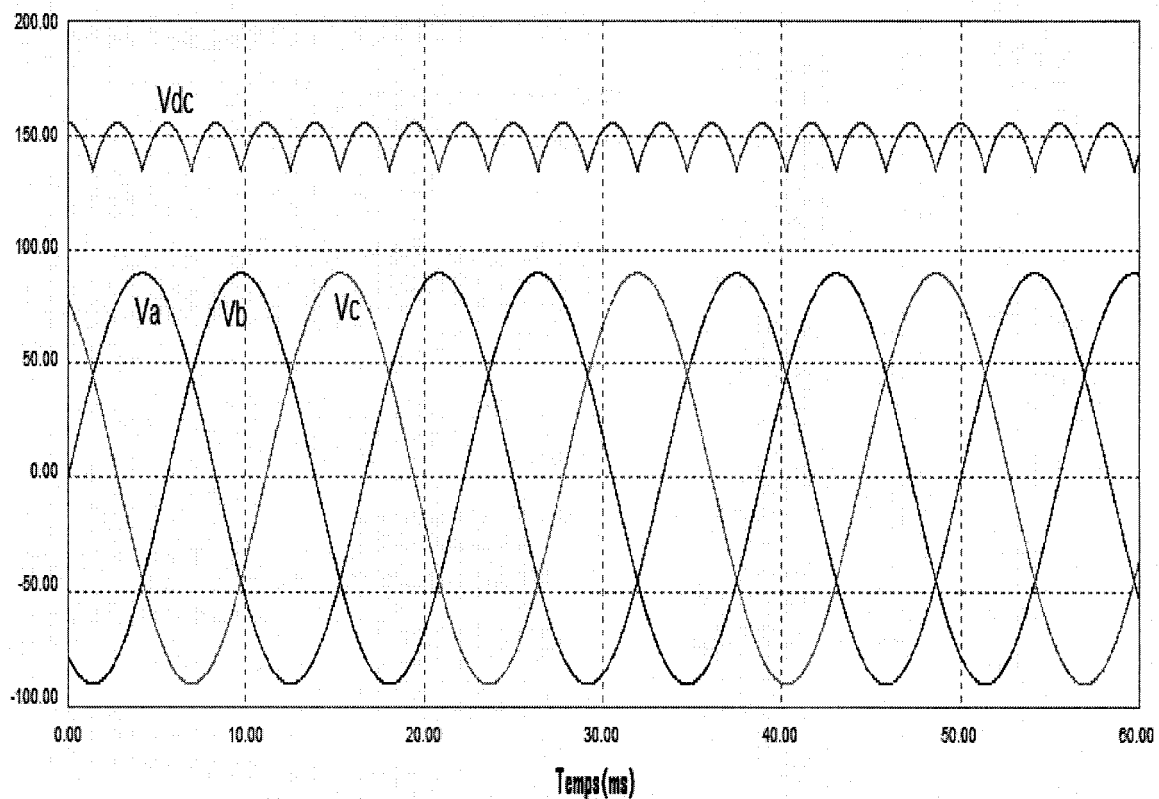
### 5.2.2.2 Les formes d'ondes du convertisseur en mode redresseur

#### 5.2.2.2.1 Tension et courant de sortie du redresseur

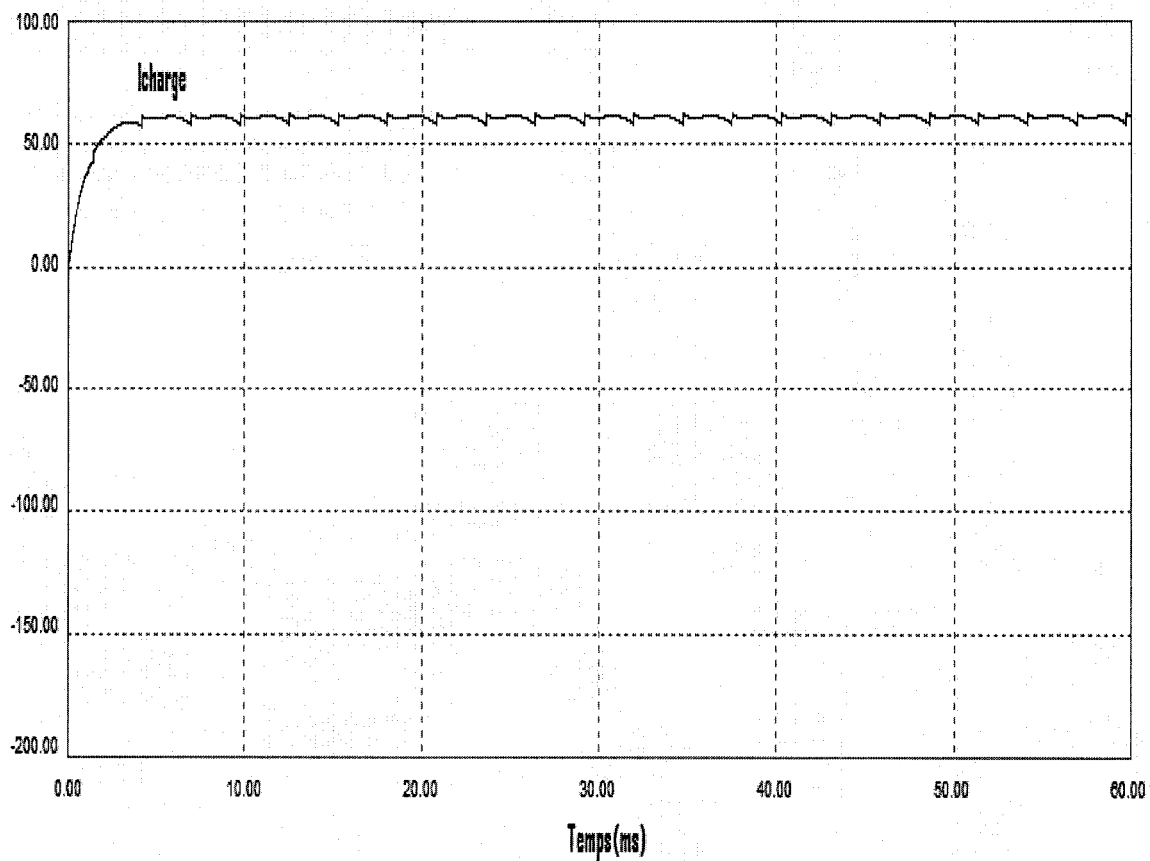
On remarque bien que la tension et le courant de sortie du redresseur représentés respectivement par les figures 5-5, 5-6 ont les mêmes formes d'onde que celle d'un redresseur composé seulement de diodes.

Les formes d'ondes présentées aux figures 5-5 et 5-6 ont été relevées dans les conditions suivantes :

- tension de la source, 120V, 60 Hz
- charge RL,  $R = 10\Omega$ ,  $L = 10\text{mH}$



**Figure 5-5: Tension de sortie du convertisseur en mode redresseur**  
Tension (V)

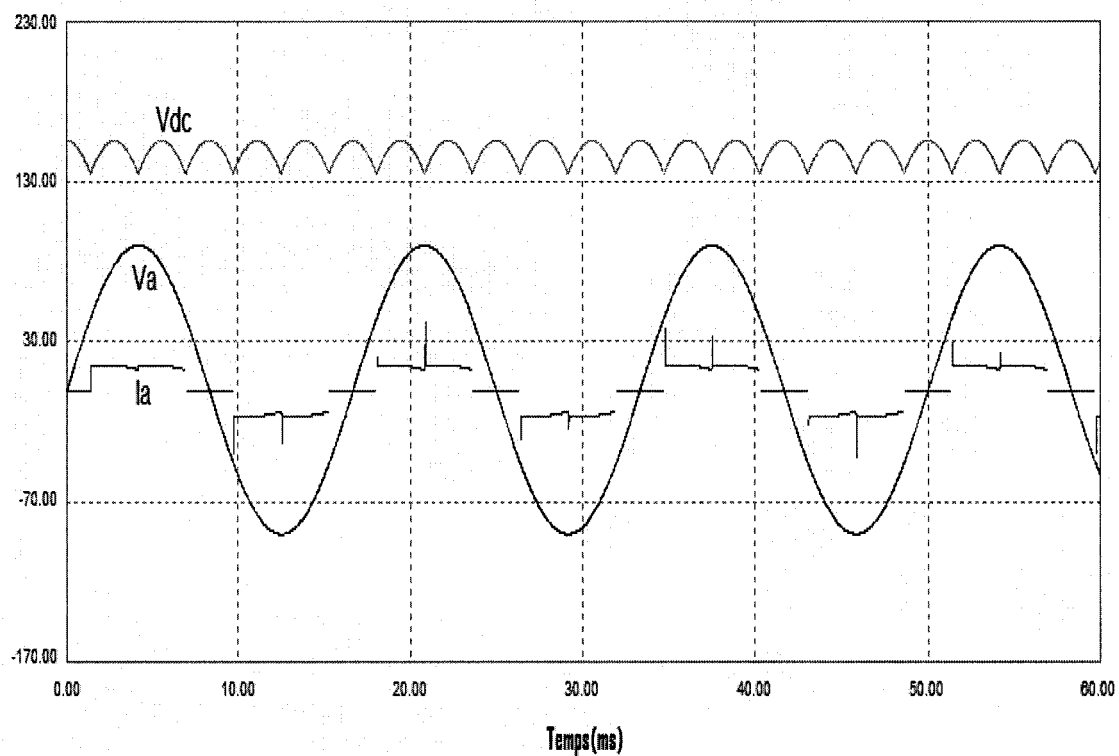


**Figure 5-6 : Courant de sortie du convertisseur en mode redresseur**  
**Courant (A)**

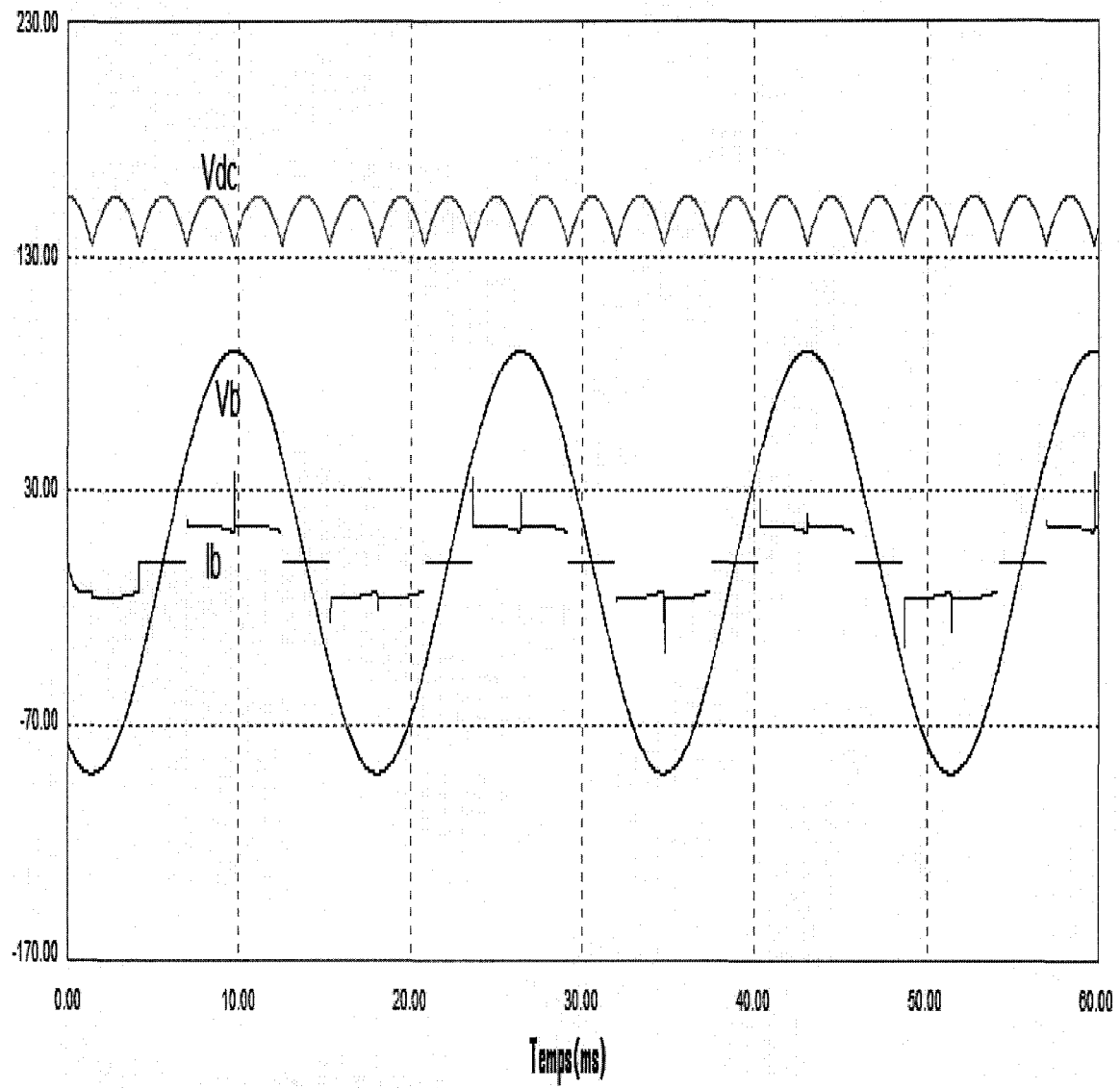
### 5.2.2.3 Tensions et courants délivrés par le réseau

#### 5.2.2.3.1 Tensions et courants délivrés par un réseau non impédant

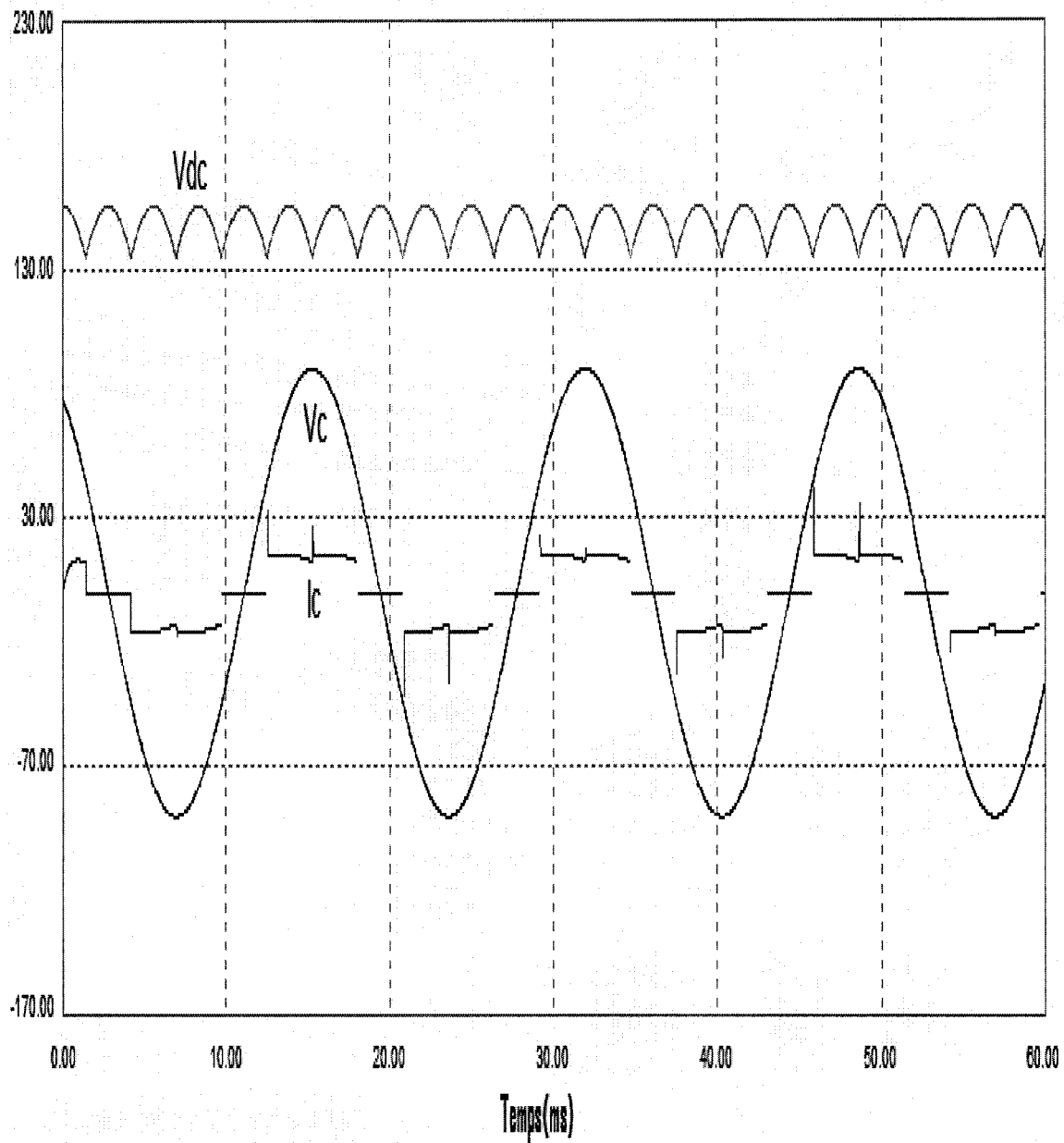
Les figures 5-7, 5-8 et 5-9 représentent les formes d'onde de tensions et courants délivrés par les trois phases. On remarque bien que le produit courant tension est positif, cela signifie que le réseau génère de la puissance. On voit aussi des pics de courants qui apparaissent au moment du court circuit lorsque la tension de la phase 2 devient supérieure à la tension de la première phase, ou lorsque la tension de la phase 3 devient supérieure à la tension de phase 2, ou lorsque la tension de la phase 1 devient supérieure à la tension de phase 3.



**Figure 5-7: Tension et courant de la phase A en mode redresseur avec réseau non impédant ( Tension (V), Courant (A) )**



**Figure 5-8 : Tension et courant de la phase B en mode redresseur avec réseau non impédant  
( Tension (V), Courant (A) )**

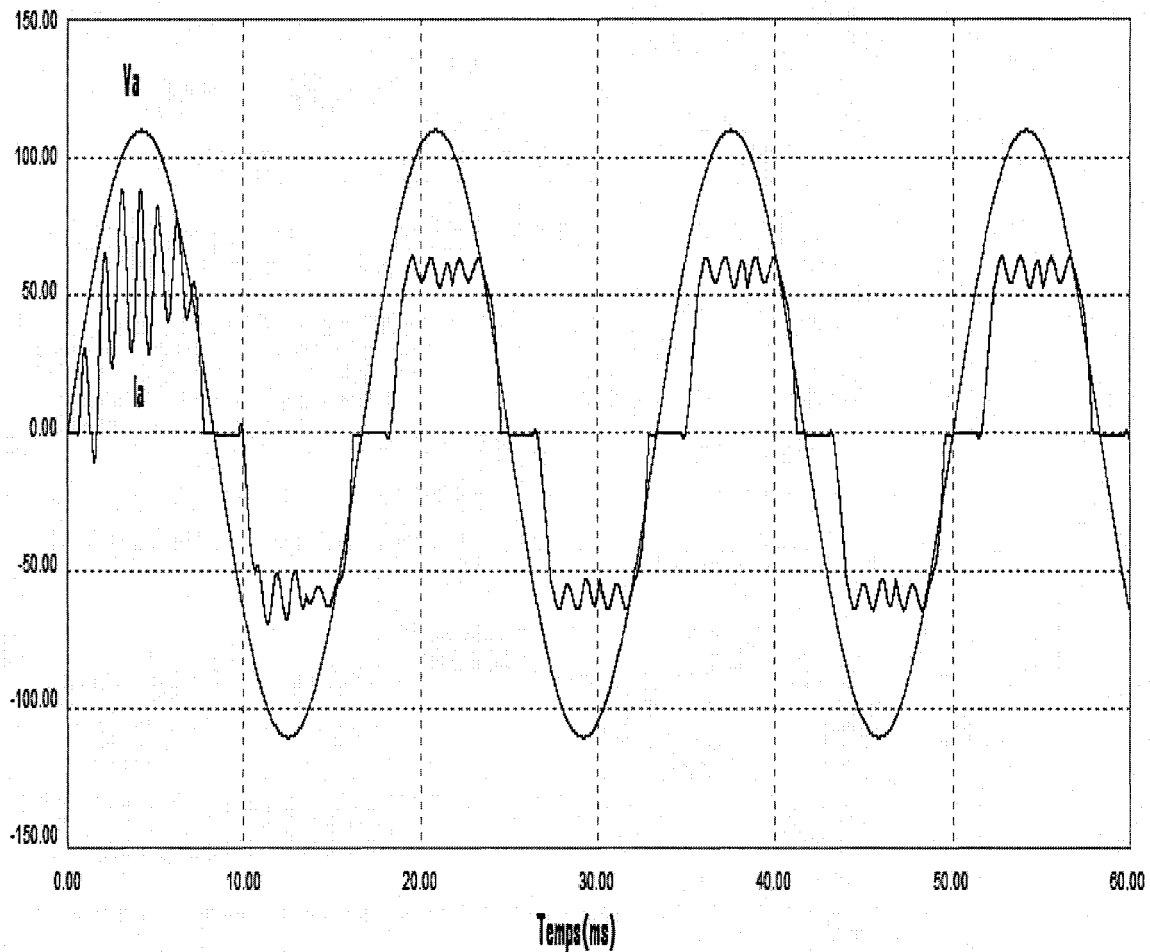


**Figure 5-9: Tension et courant de la phase C en mode redresseur avec réseau non impédant  
( Tension (V), Courant (A) )**

### 6.2.2.3.2 Tensions et courants délivrés par un réseau impédant

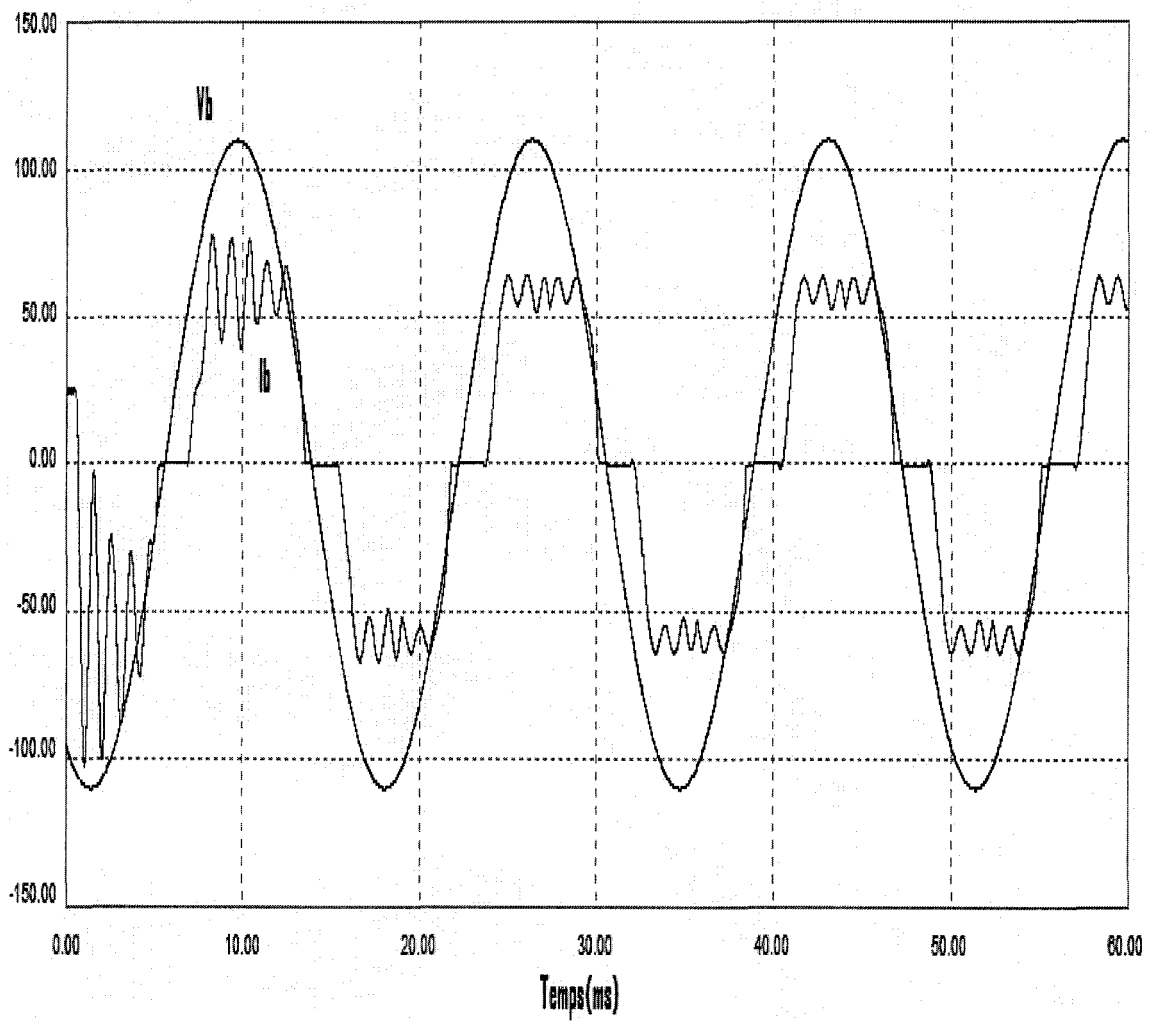
Les figures 5-10, 5-11 et 5-12 illustrent les formes d'onde de tensions et courants délivrés par les trois phases. On voit clairement bien que le produit courant tension est positif, cela signifie que le réseau génère de la puissance. On ne voit pas ici des pics de courant car l'impédance insérée entre la ligne et le redresseur se comporte comme une charge au moment du court circuit entre les phases.

On parle d'un réseau impédant lorsqu'on insère une inductance entre chaque phase et l'entrée du redresseur.

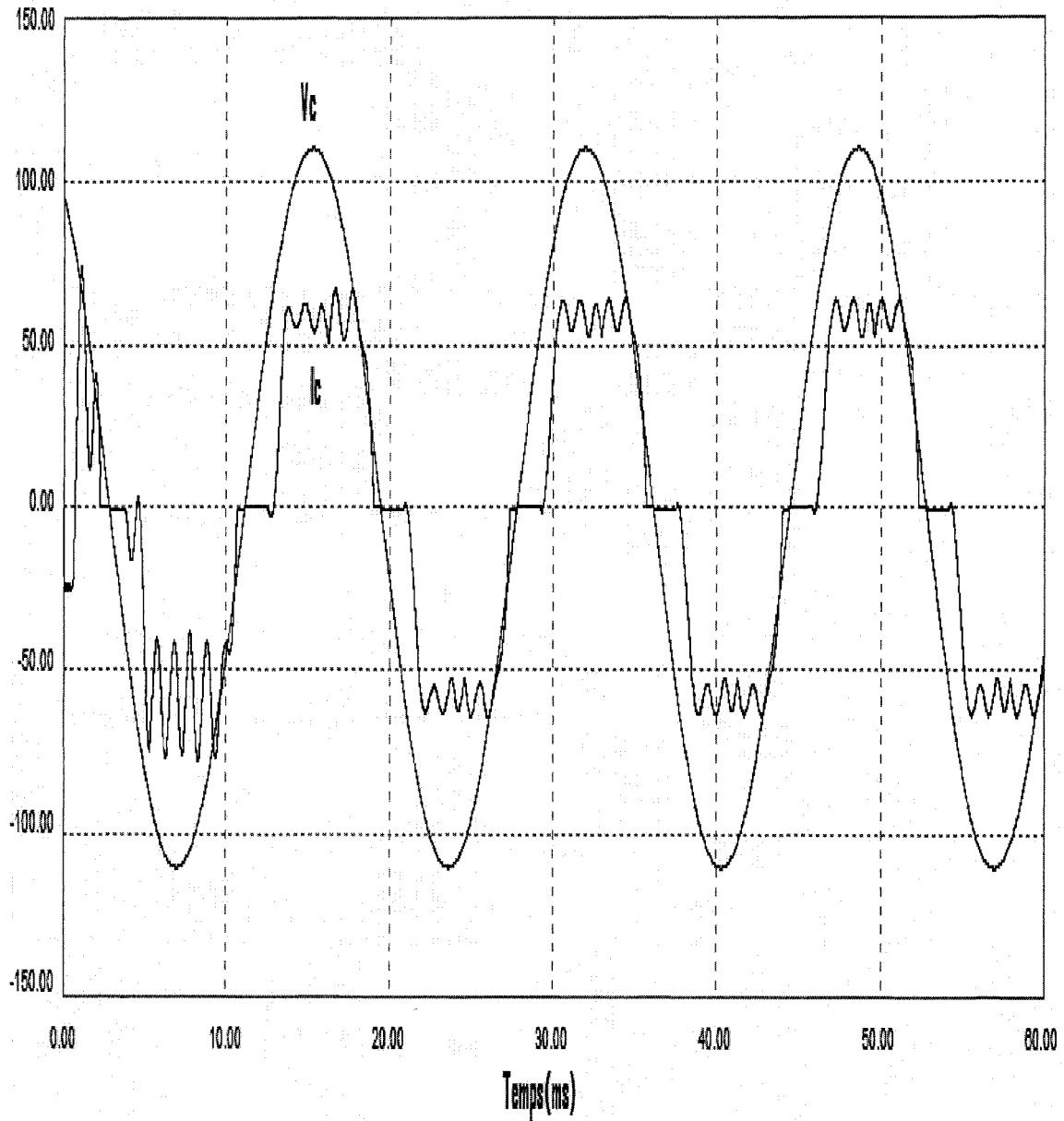


**Figure 5-10: Tension et courant de la phase A en mode redresseur avec réseau impédant ( Tension (V), Courant (A) )**





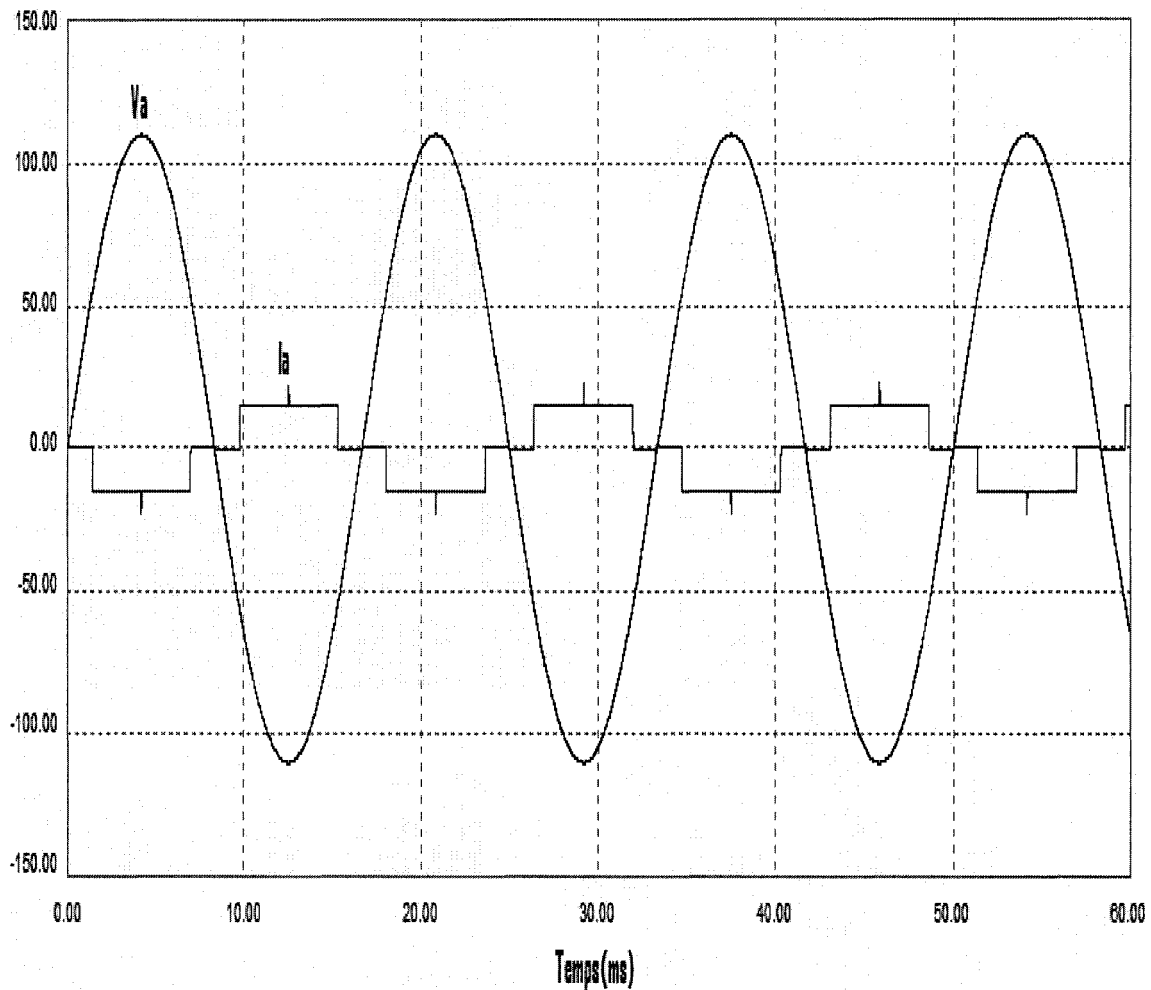
**Figure 5-11: Tension et courant de la phase B en mode redresseur avec réseau impédant  
( Tension (V), Courant (A) )**



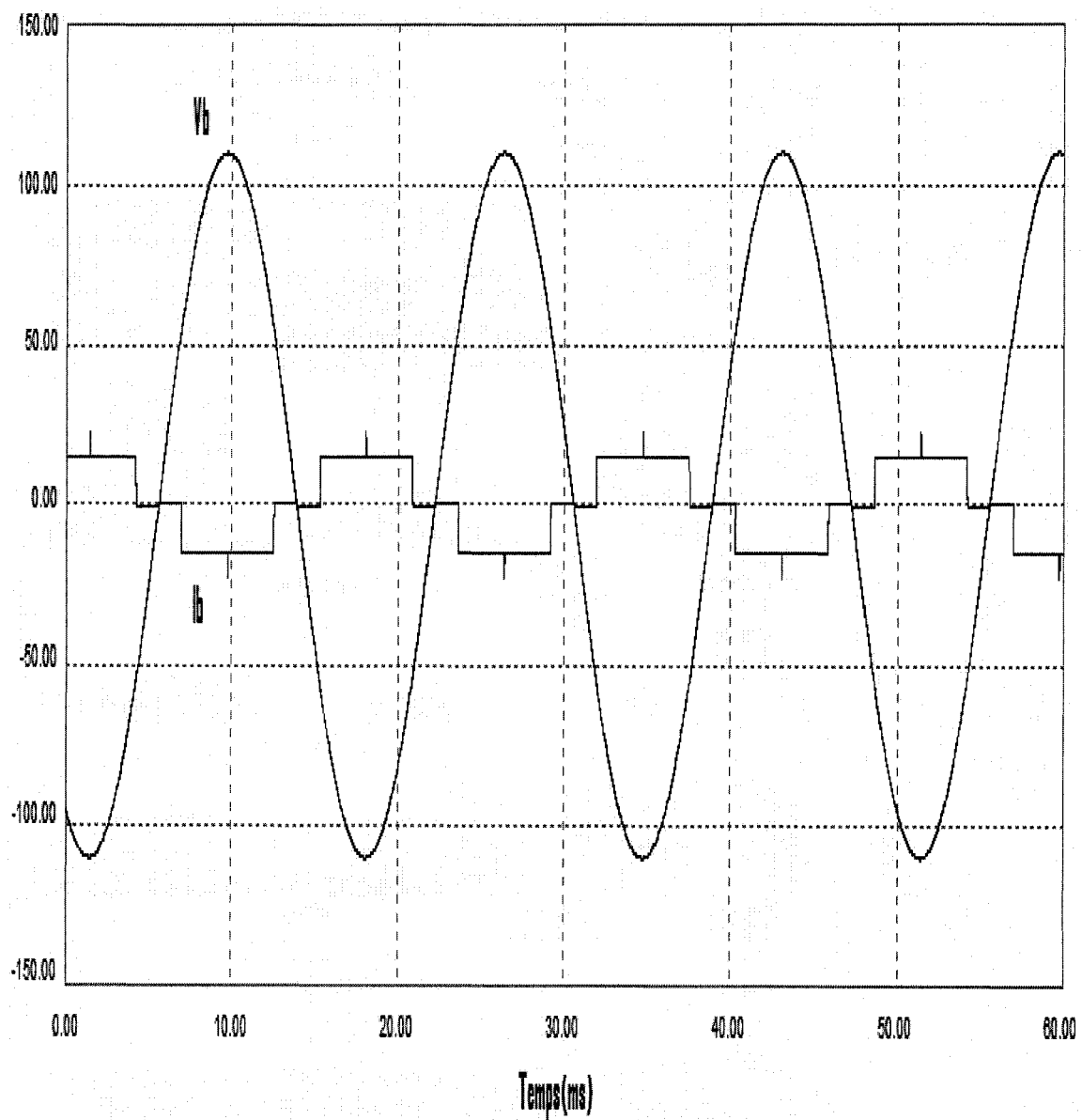
**Figure 5-12: Tension et courant de la phase C en mode redresseur avec réseau impédant  
( Tension (V), Courant (A) )**

#### 5.2.2.4 Les formes d'ondes du convertisseur en mode onduleur

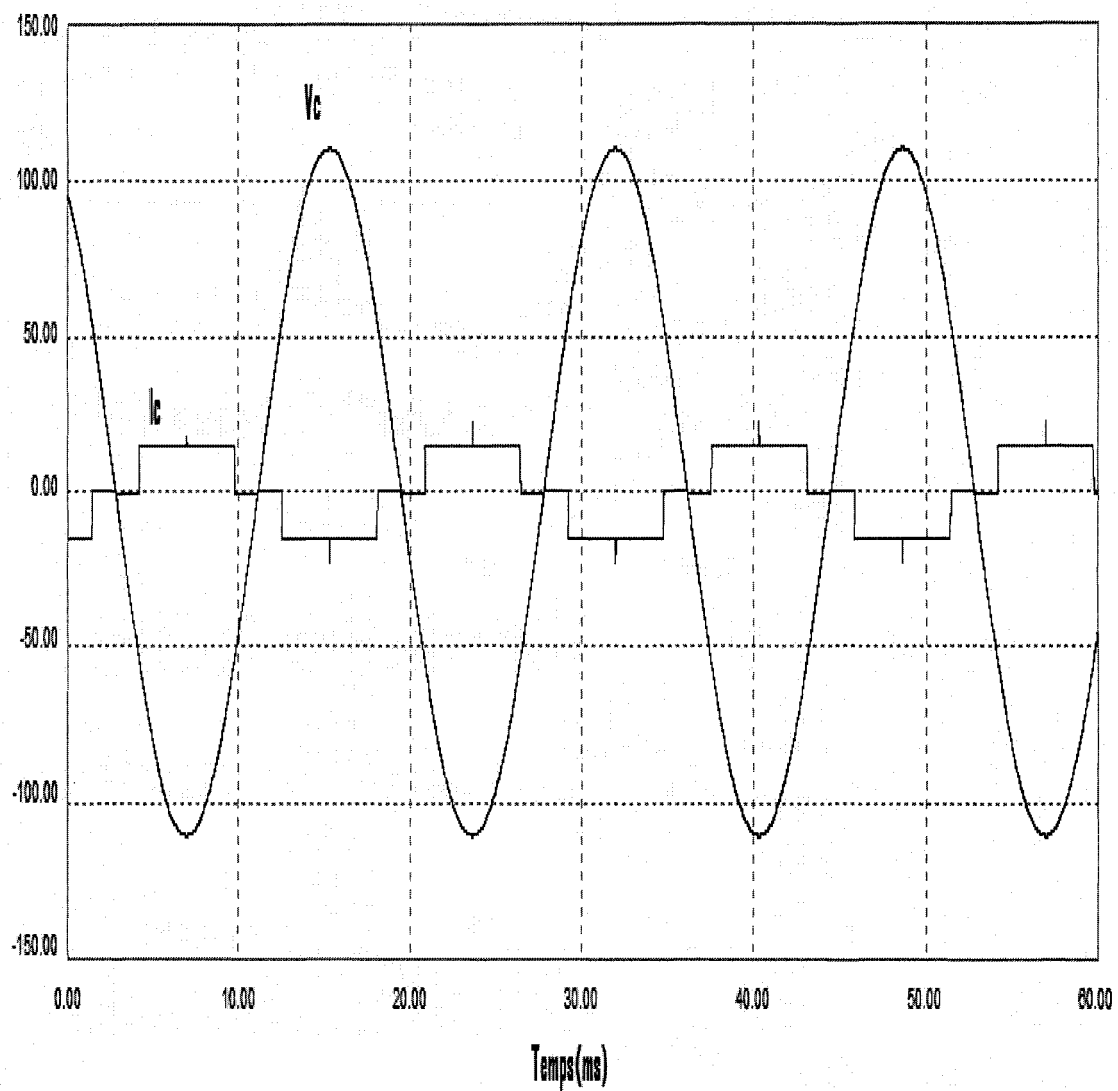
Les figures 5-13, 5-14 et 5-15 montrent les formes d'onde de tensions et courants délivrés par les trois phases. On remarque bien que le produit courant tension est négatif, cela signifie que le réseau reçoit la puissance fournie par la charge, ce qui explique que notre convertisseur fonctionne dans les quatre quadrants.



**Figure 5-13: Tension et courant de la phase A en mode onduleur  
( Tension (V), Courant (A) )**



**Figure 5-14: Tension et courant de la phase B en mode onduleur  
( Tension (V), Courant (A) )**



**Figure 5-15: Tension et courant de la phase C en mode onduleur**

**( Tension (V), Courant (A) )**

### 5.3 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la simulation du redresseur triphasé réversible en courant à base de thyristors duaux. Cette simulation a été réalisée avec le logiciel PSIM qui est dédié spécialement aux applications de l'électronique de puissance. La commande du redresseur triphasé réversible en courant est réalisé par une DLL programmé en langage C qui génère les signaux d'attaques des interrupteurs de puissances. Ces signaux permettent d'obtenir un fonctionnement en en mode redresseur et en mode onduleur. La synchronisation de la conduction du transistor avec la période de conduction de sa diode antiparallèle a permis d'obtenir la commutation des transistors à tension nulle. Cette technique de commutation a réduit grandement les pertes de commutation et de conduction. La simulation du convertisseur de puissance montre que le circuit proposé offre la possibilité d'obtenir le freinage en récupération et de fonctionner dans les quatre quadrants. Le prochain chapitre qui est réservé à la partie expérimentale approuvera bien les résultats obtenus.

# ***Chapitre VI***

## ***Expérimentation du redresseur réversible synchrone***

### **6.1 Introduction**

Ce chapitre est consacré à l'étude expérimentale du redresseur proposé. Celui-ci est composé de six IGBT qui remplissent les fonctions de thyristors duaux grâce à une commande numérique très précise et fiable.

Cette stratégie de commande implantée dans un microcontrôleur PIC18F452 de microchip qui génère des signaux de commande synchronisé avec les séquences de fonctionnement.

Le schéma du convertisseur conçu est montré à la figure 6-1. Les différents signaux du convertisseur en mode redresseur et en mode onduleur, sont présentés et interprétés ci après.

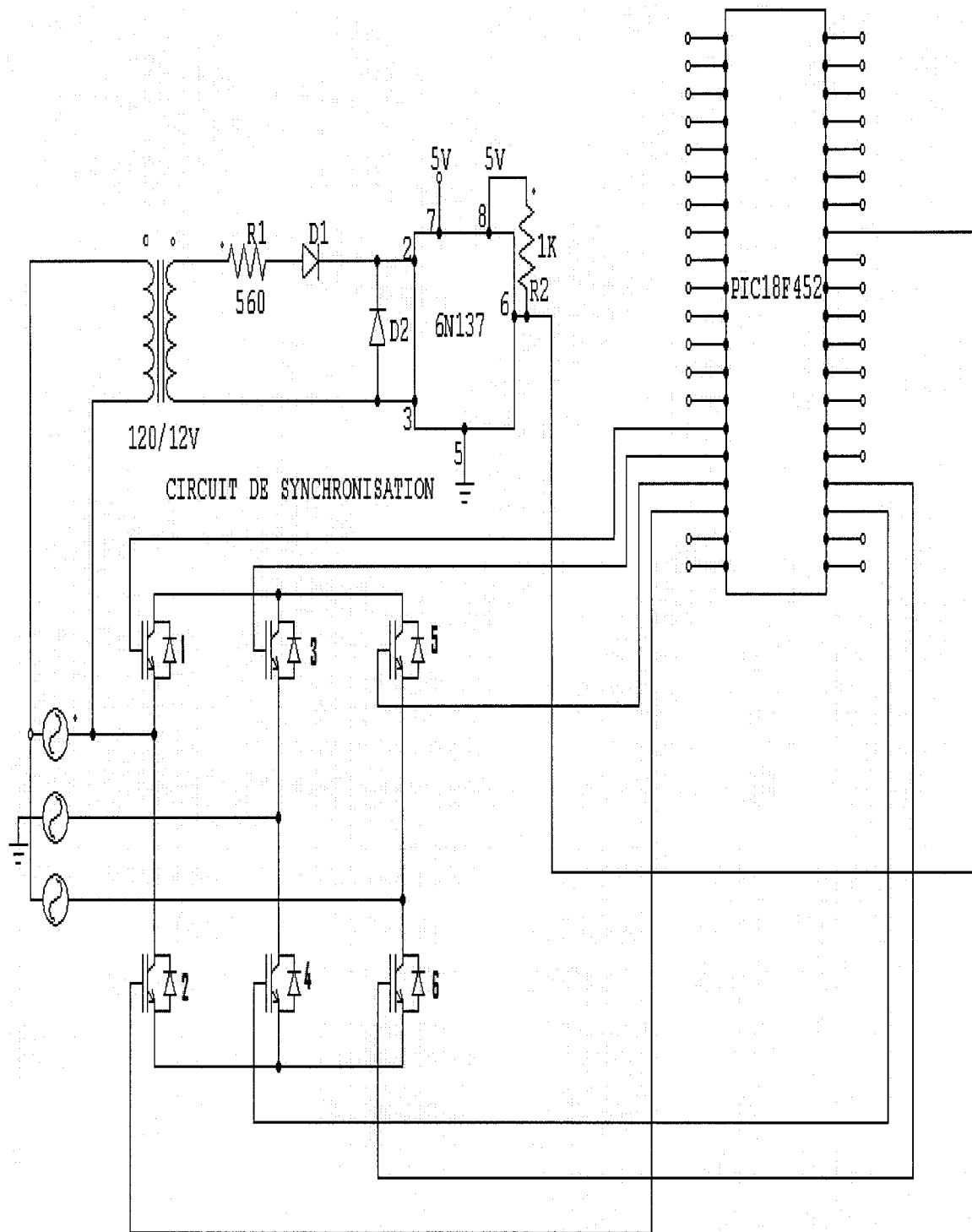
## **6.2 Le circuit de puissance et de commande du convertisseur**

Notre convertisseur de puissance est composé de trois bras , chaque bras comprend deux transistors . Ces interrupteurs ont été choisis suivant leurs caractéristiques en courant et en tenue électrique. Chaque bras du convertisseur est commandé à travers une carte de pilotage du signal d'attaque.

Le circuit de commande est constitué d'un microcontrôleur PIC18F452 de microchip, ce dernier comprend quatre ports d'entrée / sortie qui servent à recevoir les informations de l'extérieur et envoyer la commande. Cette commande est réalisée par l'implantation d'une stratégie adéquate, pour faire fonctionner notre convertisseur de puissance en mode redresseur et en mode onduleur.

Le bon fonctionnement de cette stratégie est basé sur la synchronisation de la commande de l'interrupteur, avec la permission de conduction de sa diode antiparallèle. Cette synchronisation est réalisée par un circuit composé d'un transformateur 120V/12V, d'un optocoupleur 6N137 et des composants auxiliaires.





**Figure 6-1 : Schéma du redresseur réversible commandé par microcontrôleur**

## 6.3 Résultats expérimentaux

### 6.3.1 Les signaux de commande des IGBTs

Les figures 6-2, 6-3, 6-4, 6-5, 6-6 et 6-7 illustrent les signaux de commande des thyristors duaux du redresseur triphasé. On remarque bien que ces signaux sont identiques à ceux de la simulation, et que chaque signal de commande du transistor est synchronisé avec la période de conduction de la diode antiparallèle. Par conséquent la conduction du transistor se fait à tension nulle, et chaque transistor conduit pendant 120 degrés.

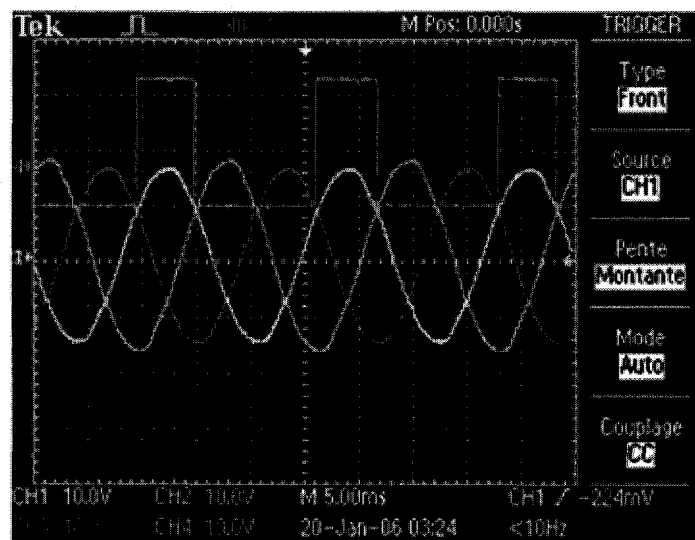
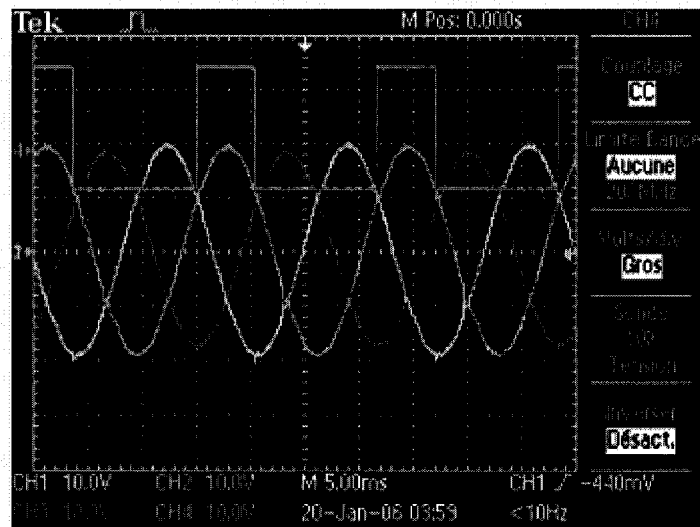
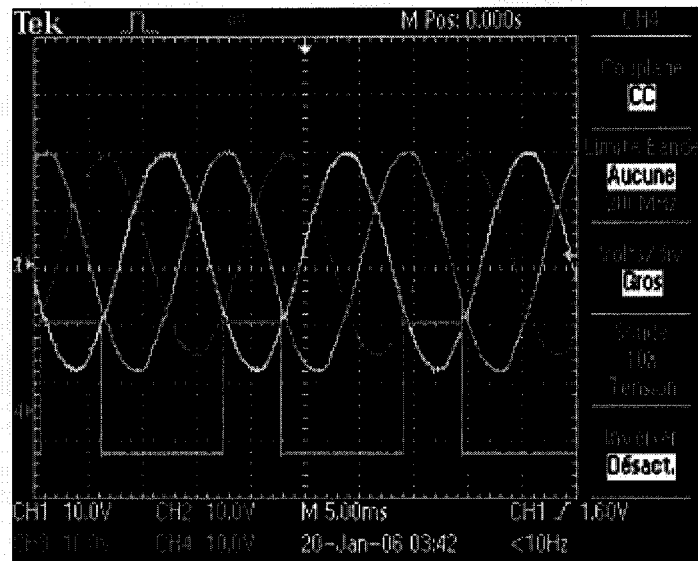
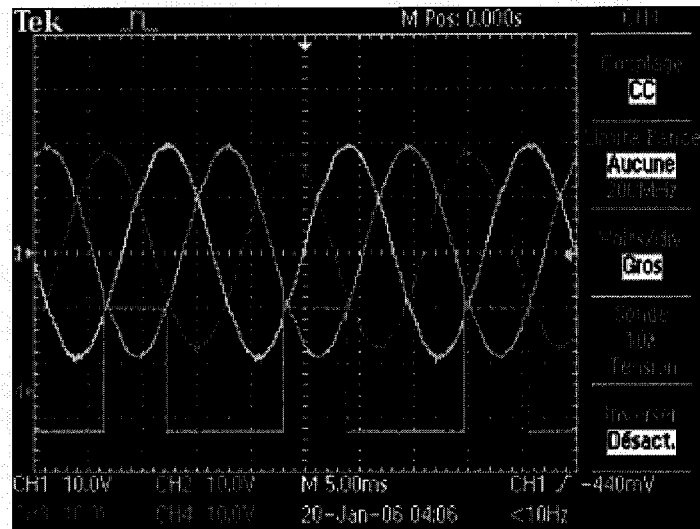
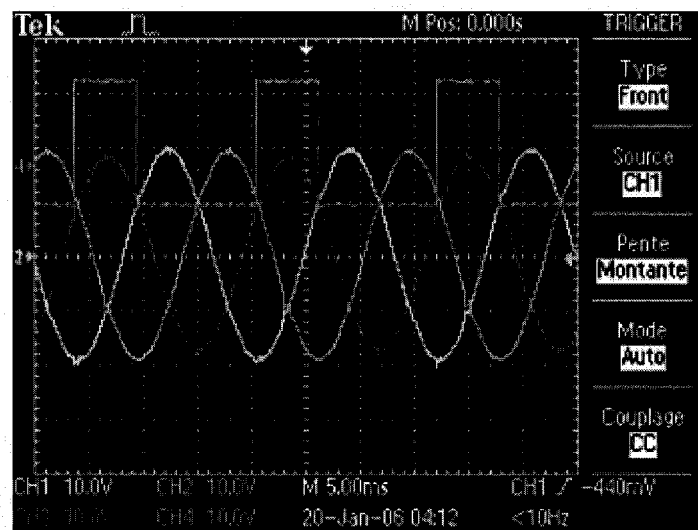


Figure 6-2 : Signal de commande du thyristor dual 1

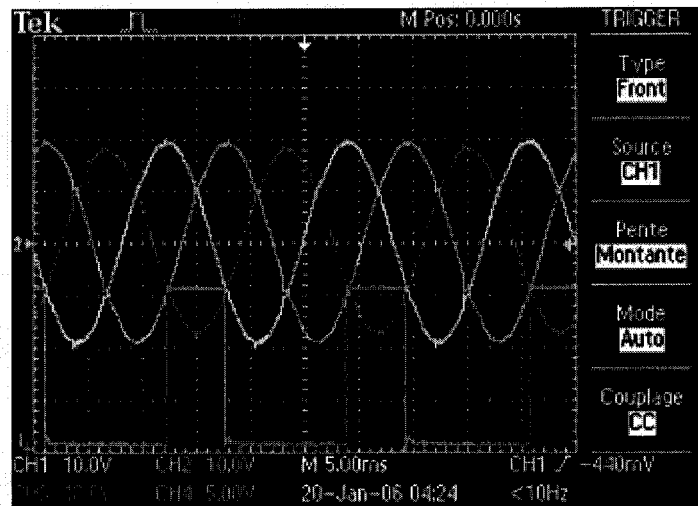




**Figure 6-5 : Signal de commande du thyristor dual 4**



**Figure 6-6 : Signal de commande du thyristor dual 5**

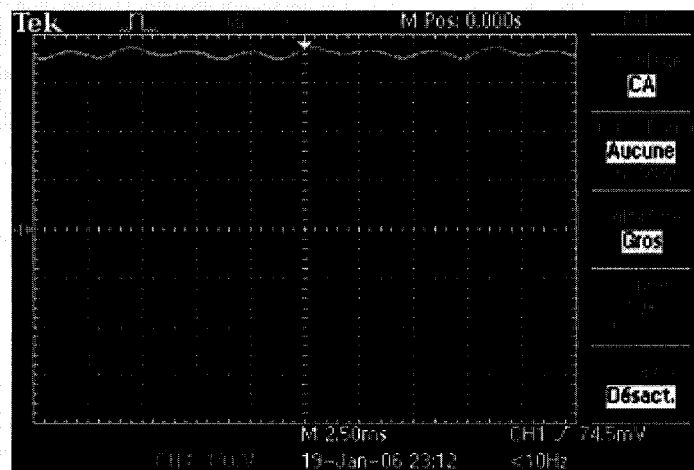


**Figure 6-7: Signal de commande du thyristor dual 6**

### 6.3.2 Les formes d'ondes du convertisseur en mode redresseur

#### 6.3.2.1 Tension et courant de sortie du redresseur

Les figures 6-8, 6-9 représentent les formes d'onde de la tension et du courant de sortie. On constate que la tension et le courant de sortie ont les mêmes formes d'ondes que celle d'un redresseur composé seulement par des diodes. Ces formes d'onde sont identiques à celles de la simulation.



**Figure 6-8 : Tension de sortie du convertisseur en mode redresseur**

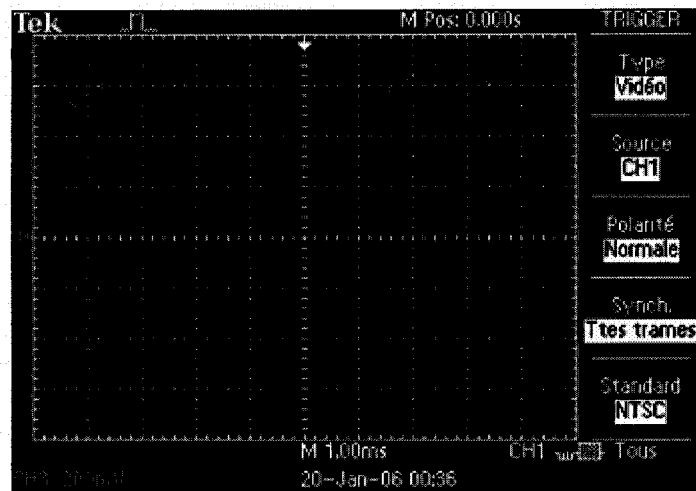


Figure 6-9 : Courant de sortie du convertisseur en mode redresseur

### 6.3.2.2 Tensions et courants délivrés par le réseau

Les figures 6-10, 6-11 et 6-12 représentent les formes d'onde de tensions et courants délivrés par les trois phases. On constate bien que ces formes d'onde sont très semblables à celles obtenues pendant la simulation. Ces figures montrent bien le fonctionnement générateur du réseau puisque le produit courant tension est toujours positif.

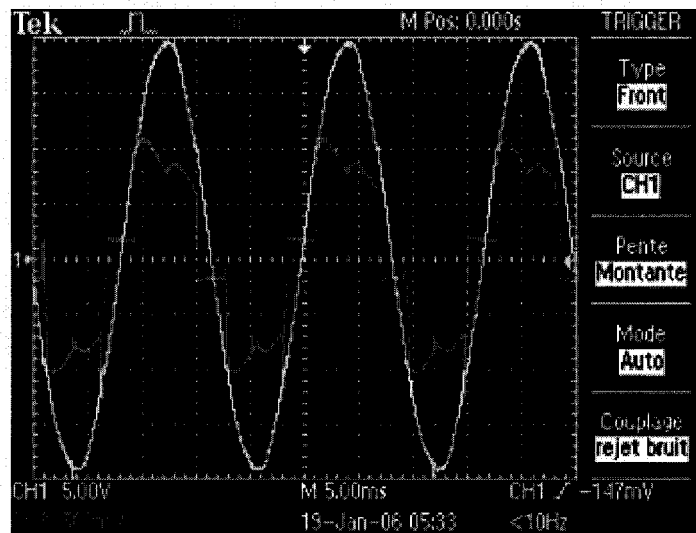
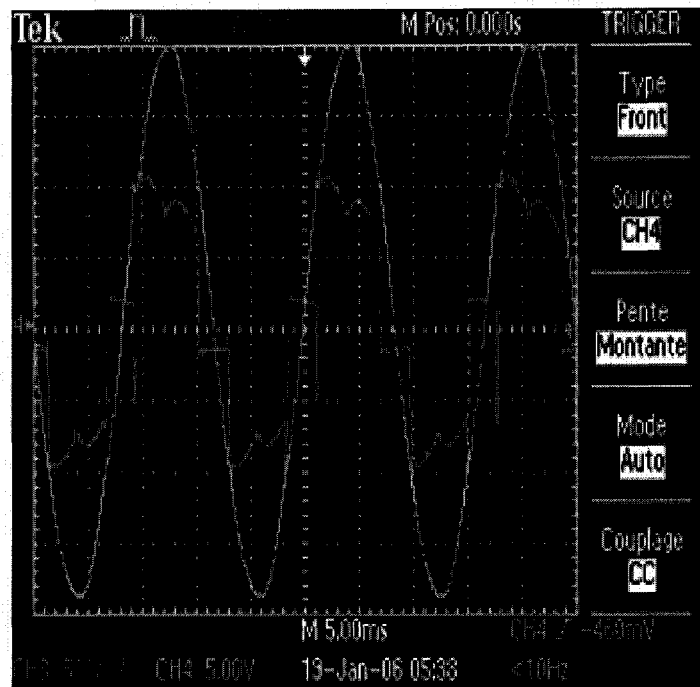
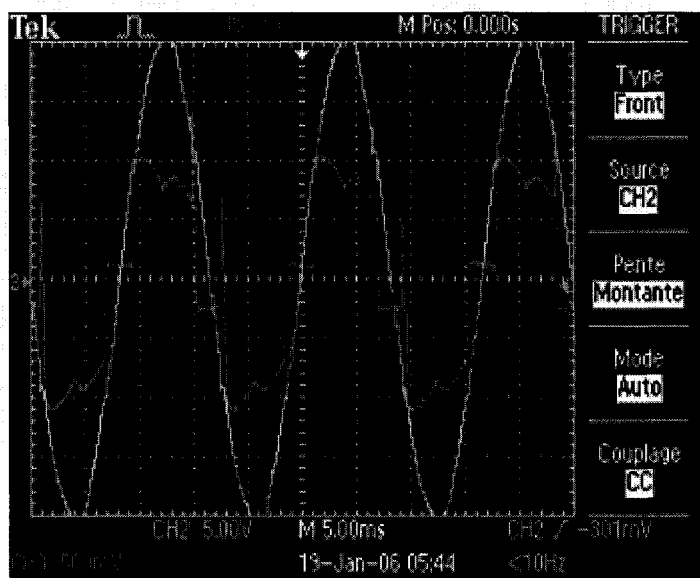


Figure 6-10 : Tension et courant de la phase A en mode redresseur



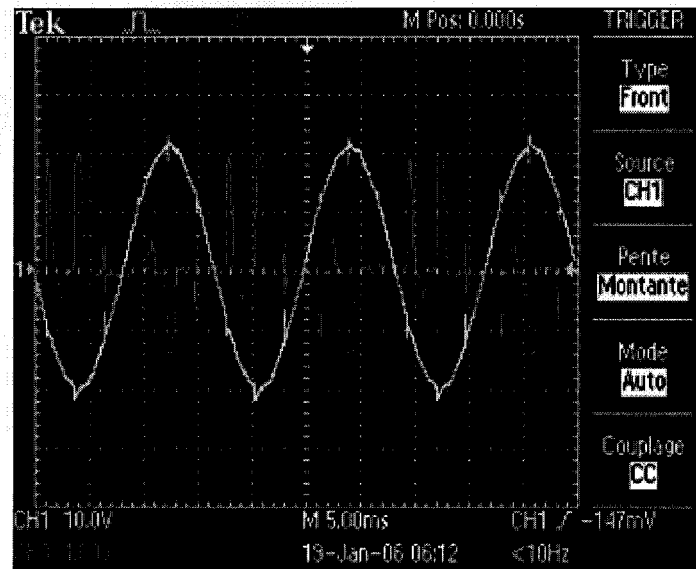
**Figure 6-11: Tension et courant de la phase B en mode redresseur**



**Figure 6-12: Tension et courant de la phase C en mode redresseur**

### 6.3.3 Les formes d'ondes du convertisseur en mode onduleur

Les figures 6-13, 6-14 et 6-15 illustrent les formes d'onde de tensions et courants délivrés par les trois phases. On constate que le produit courant tension est négatif, cela signifie que le réseau reçoit la puissance fournie par la charge, ce qui explique que le convertisseur étudié fonctionne dans les quatre quadrants.



Courant phase A - mode onduleur

Figure 6-13 : Tension et courant de la phase A en mode onduleur

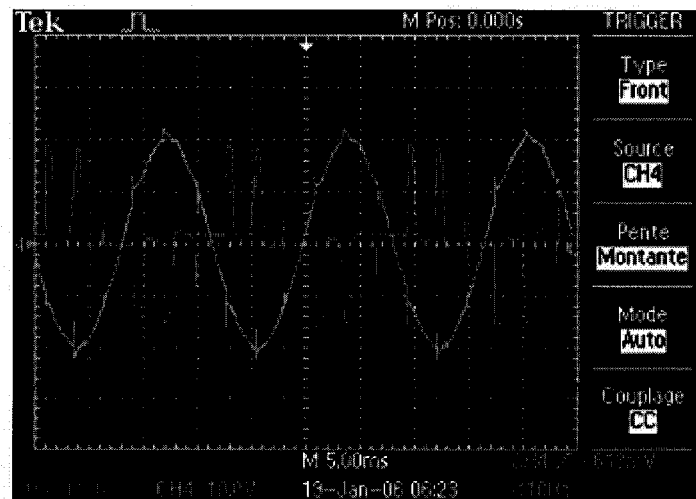
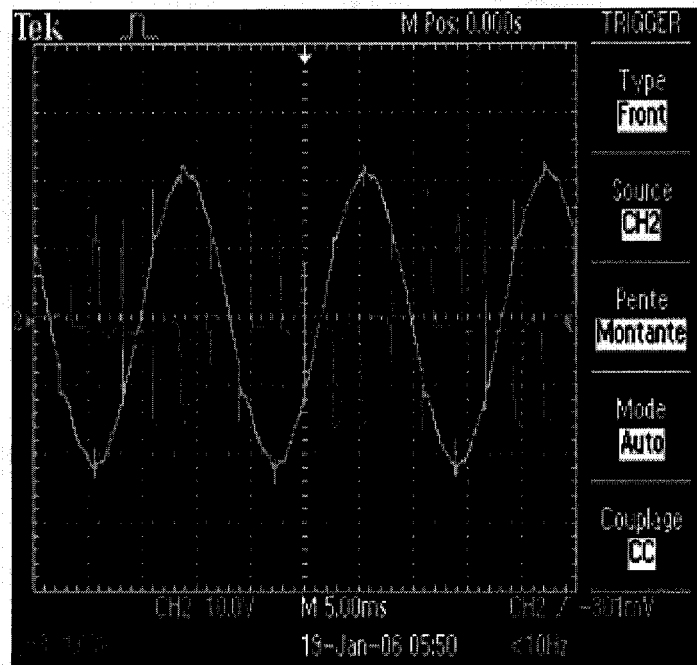


Figure 6-14 : Tension et courant de la phase B en mode onduleur





**Figure 6-15 : Tension et courant de la phase C en mode onduleur**

## 6.4 Discussion et conclusion

Dans ce chapitre, on présente l'étude expérimentale du redresseur proposé. Ce dernier est composé d'une partie de puissance à base de thyristors duaux. L'implémentation de la stratégie de commande dans un microcontrôleur a permis d'obtenir le freinage en récupération sans être soumis à une logique de commande d'inversion comme c'est le cas pour le montage antiparallèle conventionnel. La topologie qu'on a proposée requiert un minimum d'éléments de puissance par rapport aux topologies conventionnelles, ceci est dû à l'utilisation d'un seul circuit pour réaliser le redresseur bidirectionnel. L'autre avantage du redresseur conçu est l'élimination du circuit d'inversion utilisé dans les redresseurs réversibles classiques. Notons que les résultats obtenus dénotent une très bonne conformité entre les résultats simulés et ceux mesurés en pratique.

## ***Chapitre VII***

### ***Conclusion générale***

Les travaux présentés dans ce mémoire concernent les redresseurs bidirectionnels. Ces redresseurs sont amenés à connaître des développements importants dans le domaine de la traction électrique.

Le convertisseur bidirectionnel triphasé qu'on a réalisé permet de fonctionner en mode réversible . L'utilisation du thyristor dual comme interrupteur de base, permet d'une part une protection en courant et d'autre part la réduction des pertes de commutation et de conduction.

Un nouveau concept a été mis en œuvre. Il envisage de placer l'idée de protection au sein même du mécanisme de commutation, générant ainsi un nouveau processus de changement d'état : la commutation automatique. Ce concept s'ajoute aux commutations classiques que sont les commutations commandée et spontanée, comme mécanismes de changement d'état d'un interrupteur électronique.

Notre étude porte principalement sur le redresseur triphasé réversible synchrone. Ce redresseur peut être vu comme un pont de diodes, dont les diodes sont bidirectionnelles en courant. En effet, le montage adapte son fonctionnement au circuit auquel il est branché, alors qu'il n'a pas de logique extérieure et qu'il est constitué de six thyristors duaux autonomes, qui ne communiquent pas entre eux.

Ce convertisseur est moins encombrant et contient peu d'éléments. En plus il offre une certaine économie si on tient compte du nombre de composants électroniques, magnétique et le circuit logique d'inversion qu'on peut éliminer.

Même si le convertisseur assure un fonctionnement très satisfaisant en mode redresseur et en mode onduleur. Des travaux de recherche peuvent être entrepris afin d'optimiser encore les performances de ce type de convertisseur, et de simplifier sa commande en intégrant le thyristor dual.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] H. Buhler, *“Électronique de puissance”*, éd. Dunod, 1987.
- [2] G.Segulier, *“Les Convertisseurs de l’Électronique de Puissance, La conversion Alternatif Continu ”*, éd. Technique et documentation-Lavoisier, 1984.
- [3] F. Nallet, *“Simulations et réalisations d’un limiteur de courant en SiC-4H”*, Conférence EPF’00 Lille, France, décembre 2000.
- [4] P. Baudesson, *“ Sûreté de fonctionnement, reconfiguration et marches dégradées des onduleurs multi-niveaux à IGBT”*, Thèse INPT, Toulouse, France, 2000.
- [5] J. Vallon, *“Introduction à l’étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes”*, Thèse INPT, Toulouse, France, 2003.
- [6] N. Roux, F. Richardeau, H. Foch, M. Breil, JP. Laur and, J.L. Sanchez, *“Convertisseurs à commutations automatiques”*, Future Power Electronics Conference”, Montpellier, France, 13-15 Novembre, 2003.
- [7] N. Roux, F. Richardeau and H. Foch, *“Self-switching and Protected Converters: new cells synthesis”*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Acapulco, June 16-19, 2003.
- [8] N .Roux, *“Self-Switching Converters: Application to the Design of a Naturally Reversible Rectifier”*, Conference EPE’03, Toulouse, Septembre 2003.
- [9] N. Roux, *“Nouvelles structures basées sur la commutation automatique”*, Conférence JCGE’03, Saint Nazaire, France, juin 2003
- [10] Y. Cheron, *“La commutation douce dans la conversion de l’énergie électrique”*, éd. Technique et documentation-Lavoisier, 1989.

- [11] H. Foch, R. Arches, F. Bordry, Y. Cheron, B. Escaut, P. Marty et M. Metz,  
“Dualité dans les convertisseurs statiques”, Article des Techniques de l’Ingénieur  
D3154, 1989
- [12] K.H. Liu and F.C. Lee, “Zero Voltage Switching Techniques in DC/DC Converter  
Circuits”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5(3), pp. 293-304, July  
1990
- [13] N. Roux, *“Nouveaux mécanismes de commutation exploitant les protections  
intégrées des semi-conducteurs de puissance”*, Thèse INPT, Toulouse, France,  
2003.
- [14] Y. Cheron, *“Application des règles de la dualité à la conception de nouveaux  
convertisseurs à transistor de puissance synthèse du thyristor dual”*, Thèse INPT,  
Toulouse, France, 1988.

# ANNEXE 1

## Programme DLL

```
#include <math.h>

__declspec(dllexport) void simuser (t, delt, in, out)

// Note that all the variables must be defined as "double"
double t, delt;
double *in, *out;

{
// Place your code here.....begin

// Define "sum" as "static" in order to retain its value.
double I1,I2,I3,I4,I5,I6,V1,V2,Va,Vb,Vc,Control;
double
    Var_temp1=0,Var_temp2=0,Var_temp3=0,Var_temp4=0,Var_temp5=0,Var_tem
p6=0;

V1=in[0];
I1=in[1];
I2=in[2];
I3=in[3];
I6=in[4];
I5=in[5];
I4=in[6];
Vc=in[7];
Vb=in[8];
Va=in[9];
V2=in[10];

Var_temp2=Var_temp1+1/180;
Var_temp3=Var_temp2+1/180;
Var_temp4=Var_temp1+1/120;
Var_temp5=Var_temp2+1/120;
Var_temp6=Var_temp3+1/120;
```

```

//      if(Va>V1 && I1<25 && t>=Var_temp1)
if      (Va>Vb && Va>Vc && I1<25 && t>=Var_temp1)
{
    out[2]=1;
}
else
{
    out[2]=0;
    Var_temp1=t+1/60;
}
//////////
//if(Vb>V1 && I2<25 && t>=Var_temp2)
if (Vb>Va && Vb>Vc && I2<25 && t>=Var_temp1)
{
    out[1]=1;
}
else
{
    out[1]=0;
    Var_temp2=t+1/60;
}
//////////
// if(Vc>V1 && I3<25 && t>=Var_temp3)
if (Vc>Va && Vc>Vb && I3<25 && t>=Var_temp1)
{
    out[0]=1;
}
else
{
    out[0]=0;
    Var_temp3=t+1/60;
}
////if//////////
//if(Va<V2 && I4<25 && t>=Var_temp4)
if (Va<Vb && Va<Vc && I4<25 && t>=Var_temp4)
{
    out[3]=1;
}
else
{
    out[3]=0;
    Var_temp4=t+1/60;
}
//////////

// if(Vb<V2 && I5<25 && t>=Var_temp5)

```

```

if(Vb<Va && Vb<Vc && I5<25 && t>=Var_temp5)
{
    out[4]=1;
}
else
{
    out[4]=0;
    Var_temp5=t+1/60;
}
////////////////////////////////////
//if(Vc<V2 && I6<25 && t>=Var_temp6)
if(Vc<Va && Vc<Vb && I6<25 && t>=Var_temp4)
{
    out[5]=1;
}
else
{
    out[5]=0;
    Var_temp6=t+1/60;
}
////////////////////////////////////

// Place your code here.....end
}

```



## Programme PIC

/\*\*\*\*\*\*

Commande d'un redresseur bidirectionnel par microcontrôleur

\*\*\*\*\*

Programme pour : projet de maîtrise

Date : 08/12/2005

Auteur : Rahmouni

\*\*\*\*\*

**Code du programme de la commande du redresseur bidirectionnel synchrone**

\*\*\*\*\*

#include <18f452.H>

#fuses HS,NOPROTECT,NOWDT,NOPUT,NOBROWNOUT,NOLVP

#use delay(clock=20000000)

#byte porta = 0xf80

#byte portb = 0xf81

#byte portc = 0xf82

#byte portc = 0xf83

#byte portc = 0xf84

unsigned int8 capteur0,capteur1,capteur2,capteur3,capteur4,capteur5;

int compteur;

Float T;

int flag\_zero;

```

#INT_EXT

void ext_isr() {

flag_zero=1;

}

main() {

set_tris_b(0xFF);

set_tris_c(0x00);

output_low(PIN_C0);

output_low(PIN_C1);

output_low(PIN_C2);

output_low(PIN_C3);

output_low(PIN_C4);

output_low(PIN_C5);

set_tris_a(0xFF);

setup_adc_ports(ALL_ANALOG);

setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);

ext_int_edge( L_TO_H );

enable_interrupts(INT_EXT);

enable_interrupts(GLOBAL);

while(true){

while(flag_zero==1){

flag_zero=0;

delay_us(1884);

```

```
output_low(PIN_C2);
output_high(PIN_C0);
delay_us(2768);
output_low(PIN_C4);
output_high(PIN_C5);
delay_us(2768);
output_low(PIN_C0);
output_high(PIN_C1);
delay_us(2768);
output_low(PIN_C5);
output_high(PIN_C3);
delay_us(2768);
output_low(PIN_C1);
output_high(PIN_C2);
delay_us(2768);
output_low(PIN_C3);
output_high(PIN_C4);
delay_us(884);
}

} // while
} // main
```

## ANNEXE 2

### Outil de simulation utilisé : PSIM

#### A.1 Généralités

Il existe de nombreux logiciels de simulation électrique. Certains sont conçus tout particulièrement pour les circuits d'électronique de puissance. Le logiciel mis à notre disposition, PSIM, fait partie de cette dernière catégorie.

Il s'agit d'un logiciel formé de trois modules liés figure A.1 :

- un éditeur de schéma, SIMCAD, servant à décrire l'ensemble du système à simuler.
- le simulateur électrique proprement dit PSIM.
- un programme d'affichage graphique des résultats de simulation, SIMVIEW.

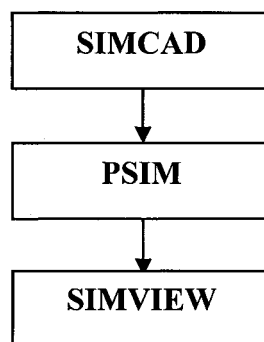
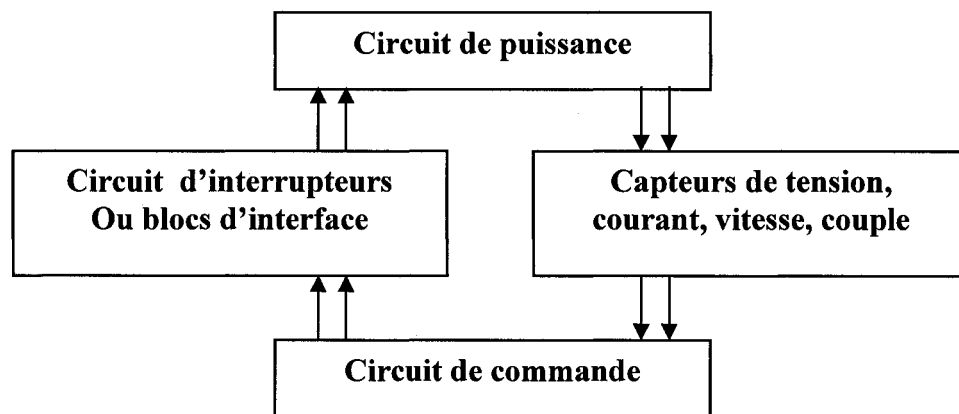


Figure A.1 : Représentation du système simulé .

Ce logiciel considère les semi-conducteurs de puissance comme des interrupteurs, ouverts ou fermés.

La figure A-2 représente le système d'électronique de puissance simulé tel qu'il est considéré par le simulateur. Les informations de contrôle des interrupteurs de puissance issues du circuit de commande sont transmises au circuit de puissance par l'intermédiaire de blocs d'interface ou de contrôle d'interrupteurs. Les informations sur les grandeurs du circuit de puissance, courants, tensions, vitesses, couples, ..., sont transmises au circuit de commande par l'intermédiaire de capteurs.



**Figure A-2 : système d'électronique de puissance simulé**

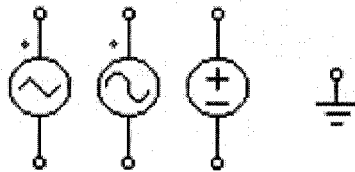
## A.2 Description du système à simuler

La description du système à simuler est réalisée graphiquement sous forme de schéma électrique. Une barre d'outils, en bas de l'écran, permet d'accéder rapidement à la plupart des éléments nécessaires.

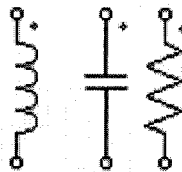


Voici quelques éléments parmi les plus fréquemment employés :

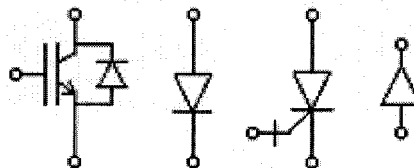
- Sources de tension : triangulaire, sinusoïdale et continue.



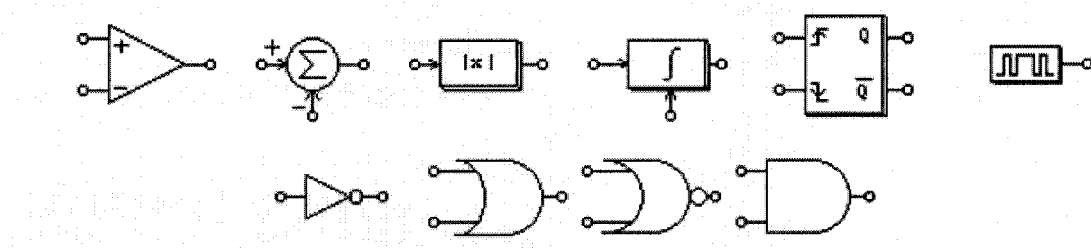
- Éléments passifs : inductance, condensateur et résistance.



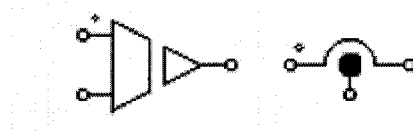
- Interrupteurs : IGBT, diode, thyristor.



- Éléments propres au circuit de commande, comparateur, additionneur, soustracteur, Intégrateur, monostable, éléments logiques, ...



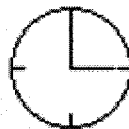
- Capteurs pour l'interfaçage du circuit de puissance vers le circuit de commande.



- Sondes de tension et de courant pour rendre les résultats de simulation accessibles dans le logiciel d'affichage SIMVIEW.



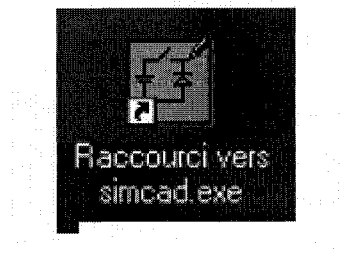
- Paramètres de simulation, pas de calcul et longueur de la simulation.



### A.3 Utilisation du logiciel PSIM

Un logiciel de simulation permet d'aborder et de confirmer des hypothèses sur un phénomène. La version de démonstration de ce logiciel est libre d'utilisation et téléchargeable à l'adresse Internet suivante : <http://www.powersimtech.com/>. Cette

version de démonstration permet une utilisation intéressante et non pénalisante pour beaucoup de simulations mais elle reste limitée par rapport à la version non gratuite. Lancer le logiciel à partir de l'icône du bureau.



Pour un nouveau travail : **File**

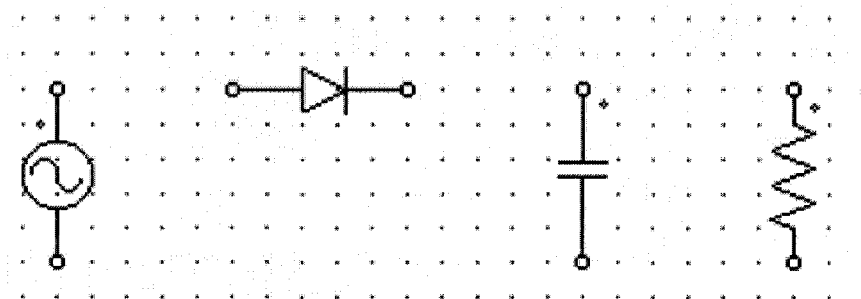
**New**

Faire **File, Save as** pour lui donner un nom

A partir du menu **élément** poser les composants suivants :

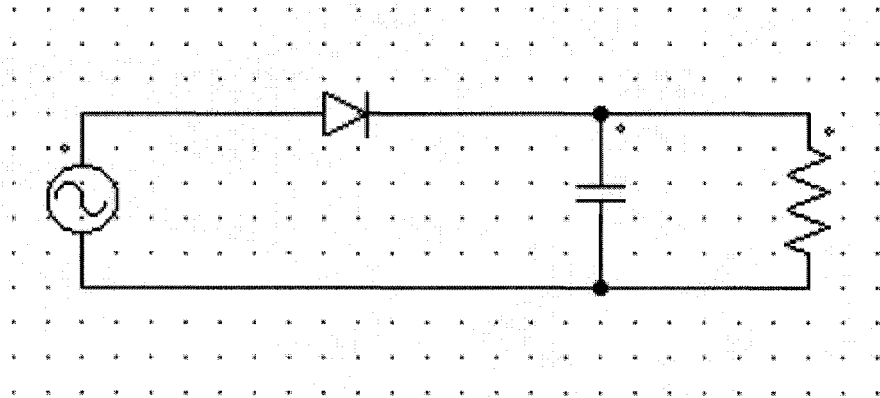
Pour une rotation des composants clic droit.

Avec Echap le curseur se transforme en flèche, on peut sélectionner un composant pour le déplacer ou l'effacer (Suppr)

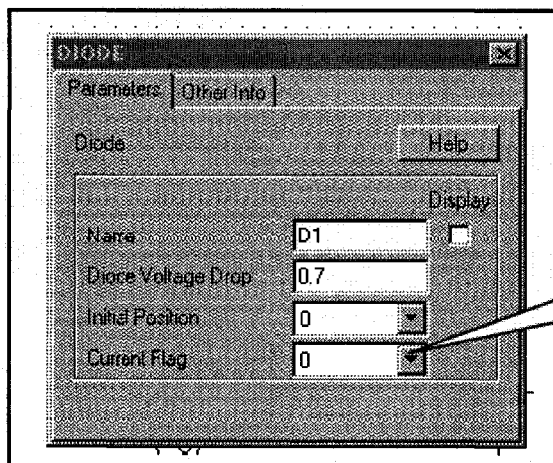




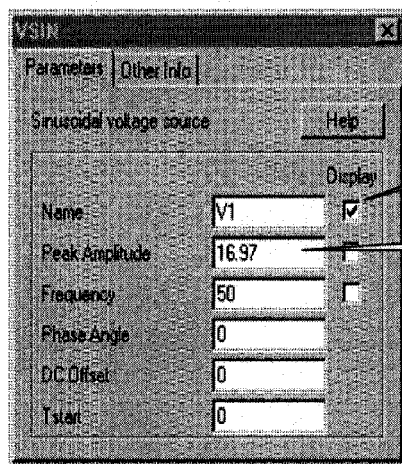
On réalise le câblage, menu **Edit, Wire**



On affecte les valeurs aux composants par un double clic



Avec un 1 on  
peut visualiser le  
courant lors de la  
simulation



Possibilité d'afficher  
le nom du  
composant que l'on  
peut modifier

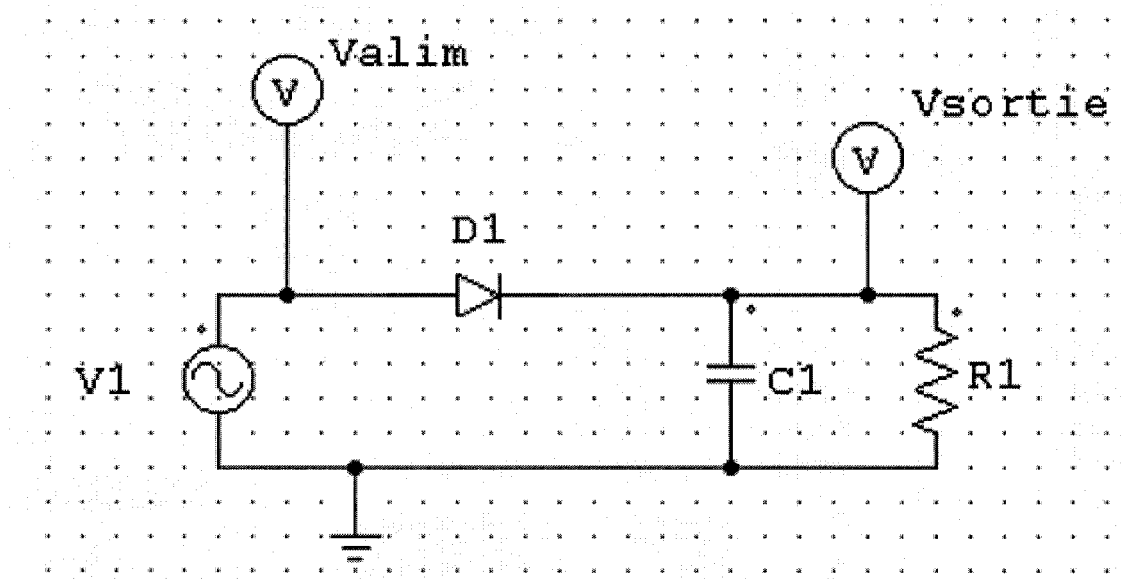
Attention, valeur  
max., ici 12V  
efficace

On place ensuite les appareils de mesure.

Menu **éléments, other, probe, Vp**

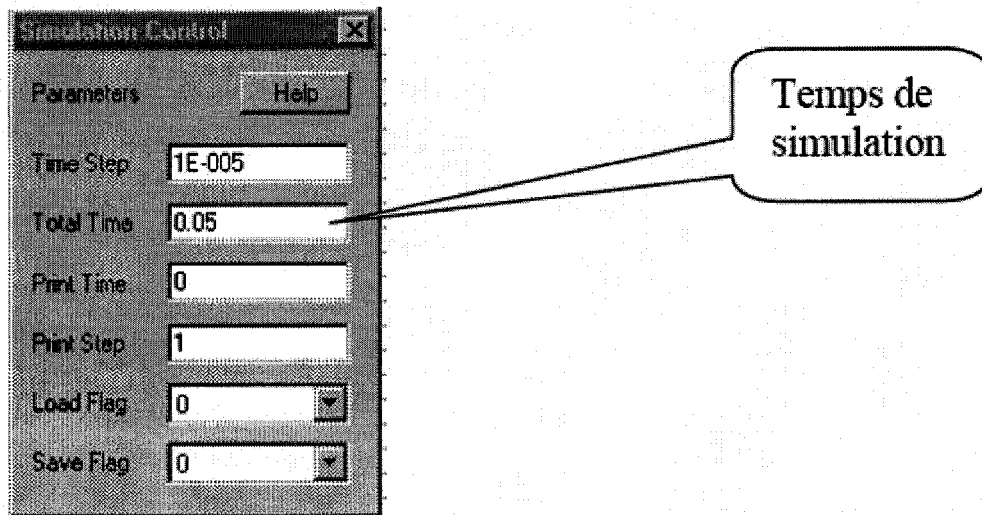
Réaliser les connexions

Pour fonctionner correctement, les appareils ont besoin d'une référence, Menu **éléments, other, probe, Ground**



Ensuite, il faut indiquer les paramètres de simulation.

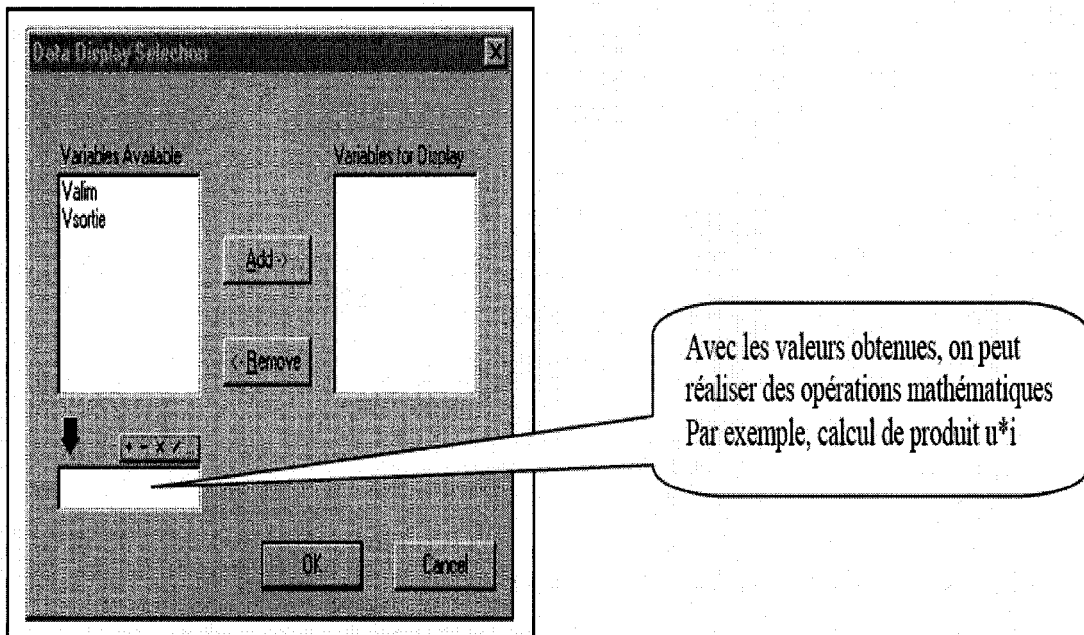
Menu **simulate, simulation control**



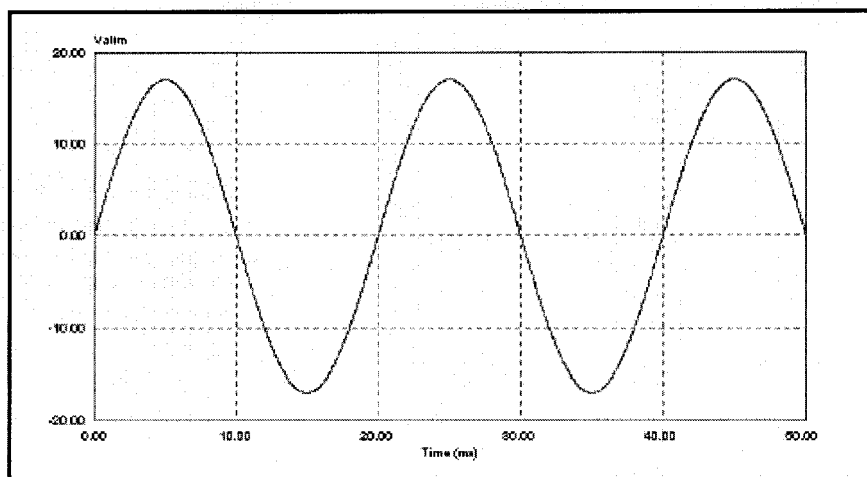
Lancer la simulation avec Menu **simulate, Run PSIM**

Sélectionner Valim

Puis Add

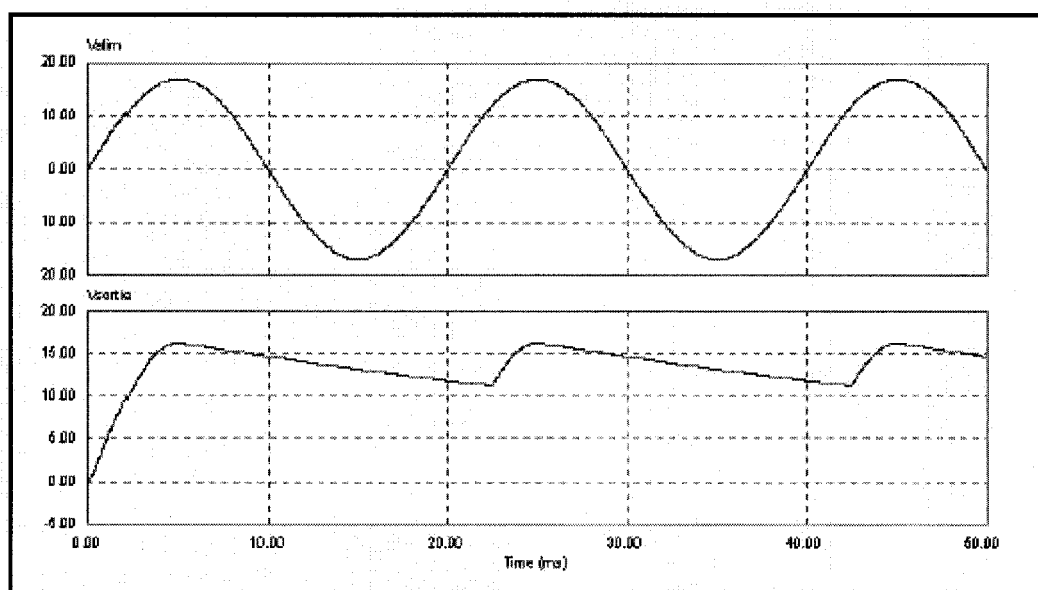


Puis OK



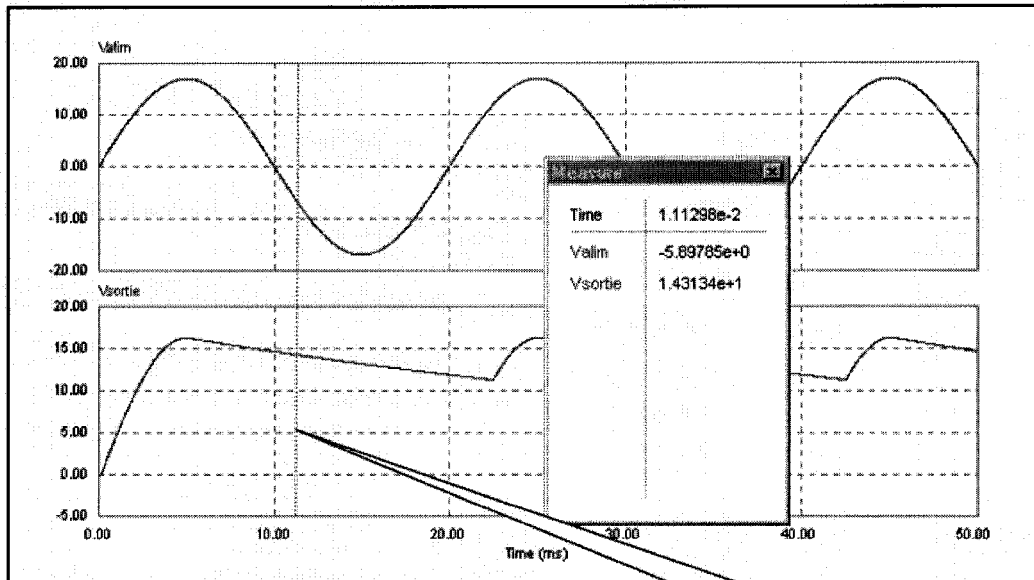
On ajoute la deuxième courbe Vsortie

Menu Screen, Add screen



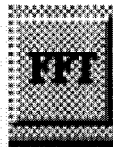
On a la possibilité de réaliser des mesures

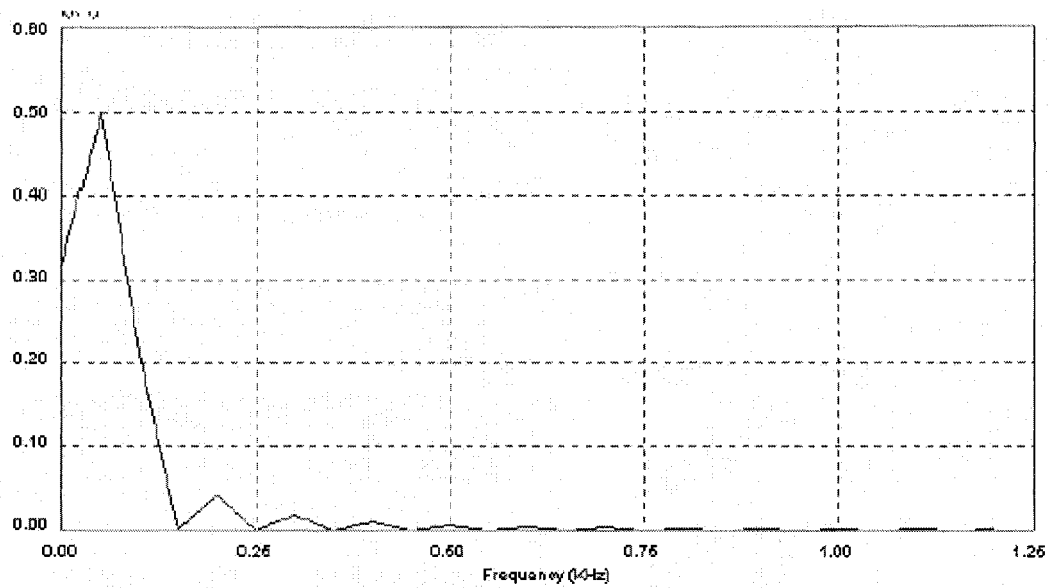
Menu **Measure**, mesure



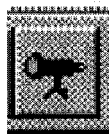
On peut déplacer le curseur pour voir les valeurs s'afficher dans le tableau.

On peut réaliser la FFT aussi à l'aide de l'icône FFT





On peut lire les valeurs (valeurs max) des harmoniques en se déplaçant sur la courbe après avoir activé l'icône



Agir avec la fonction loupe pour avoir la courbe désirée.

